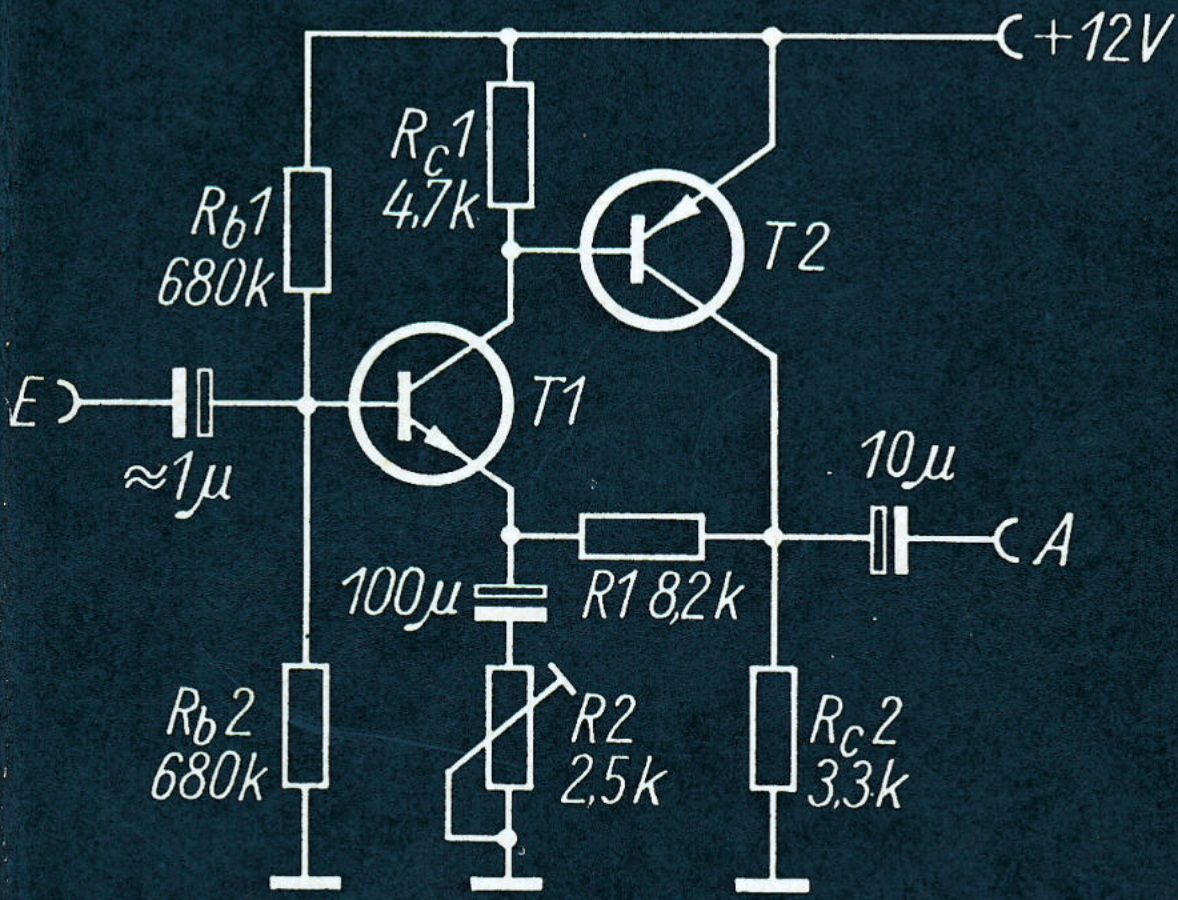
amateurreihe

electronica



Hagen Jakubaschk

Komplementär-schaltungstechnik

154

electronica · Band 154

HAGEN JAKUBASCHK

Komplementär-schaltungstechnik

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1977, 1.–15. Tausend
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) – Berlin, 1977
Cheflektorat Militärliteratur
Lizenz-Nr. 5 · LSV 3539
Lektor: Hans-Joachim Mönig
Zeichnungen: Gudrun Maraun
Typografie: Peter Mauksch
Hersteller: Michael Haase
Korrektor: Eva Plake
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 14. 01. 1977
Bestellnummer: 745 904 6
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

Vorwort 6

1. Was bedeutet „Komplementärschaltung"? 8

2. Hinweise zur Bauelementeauswahl 10
2.1. Geeignete Halbleiter 10
2.2. Kombination von Ge- und Si-Halbleitern 11

3. NF-Komplementärschaltungen 16
3.1. Vorverstärker 16
3.1.1. Prinzipschaltung und Dimensionierungshinweise 16
3.1.2. Ausgeführte Beispiele 19
3.1.3 MOSFET-Vorverstärker für hohen Eingangswiderstand 23
3.2. Leistungsverstärker 26
3.3. Stereo-Balanceregler 30
3.4. HiFi-Stereo-Kopfhörerverstärker 31
3.5. *Darlington*-Stufe in Komplementärtechnik — Impedanzwandler 33

4. Komplementärschaltungen in der allgemeinen Elektronik 39
4.1. Ankopplung von Lastschaltstufen an vorhandene Steuerschaltungen 39
4.2. Impulsschaltungen 41
4.2.1. Astabiler Multivibrator 41
4.2.2. Monostabiler Multivibrator (Mono-Flop) 45
4.2.3. Bistabiler Multivibrator (Flip-Flop) 47
4.2.4. Komplementäre *Schmitt*-Trigger 49
4.2.5. Sägezahngenerator 51
4.2.6. Treppengenerator und Frequenzteiler 54
4.3. Sinusgeneratoren 57

4.3.1. Durchstimmbarer NF-*Wien*-Generator für 10 Hz bis 100 kHz 57
4.3.2. Tiefstfrequenz-*Wien*-Generator 61
4.3.3. RC-Phasenschiebergenerator 64
4.4. Zeitschalter 66
4.5. Blinklichtgeber 69
4.6. Signaltongenerator 73

5. Strom- und Spannungsquellen (Stabilisierungsschaltungen) 75
5.1. Konstantstromquellen 75
5.2. Konstantspannungsquellen 80
5.2.1. Einfache Serienstabilisierung 80
5.2.2. Serienstabilisierung mit kurzschlußfestem Ausgang 81
5.2.3. Serienstabilisierung für kleine Gleichspannung 84
5.2.4. Stabilisierung einer Wechselspannung 85
5.2.5. Überstrom-Sicherungszweipol 87

6. Ersatz spezieller Bauelemente durch Komplementärersatzschaltungen 91
6.1. Ersatz von Vierschichtdioden und UJT 91
6.2. Ersatzschaltung für Kleinleitungsthyristoren .. 97
6.3. Ersatz von Z-Dioden mit niedriger Nennspannung 98

7. Ausgewählte Beispiele und Sonderanwendungen 102
7.1. Batterieladegerät mit automatischer Ladeendabschaltung 102
7.2. Batterieendladungsbegrenzung 105
7.3. Metronomtaktgeber für Sportler und Musiker 108
7.4. Optoelektronische Anwendungen 110
7.4.1. Optisch triggerbare Thyristorzündschaltung .. 110
7.4.2. Lichtindikatoren 112

7.5. Berührungsschalter (Sensorschalter) 115
7.6. Sättigungsspannungstester für npn-Si-Transistoren 124
7.7. Relais-Aufzughilfsschaltung 127

8. Literaturverzeichnis 130

Vorwort

Mit der Weiterentwicklung der Halbleiterbauelemente nimmt ebenfalls die Anzahl der Schaltungen zu, bei denen die unterschiedlichen Leitfähigkeitstypen bipolarer Transistoren (pnp- und npn-Typen) sowie im Zusammenhang damit auch die Kombination von Germanium- mit Siliziumtransistoren ausgenutzt werden. Daraus ergeben sich neben den Anwendungen mit Transistoren eines Leitfähigkeitstyps zahlreiche zusätzliche und für Amateure noch unbekannte Schaltungsmöglichkeiten. Den Amateur werden solche Schaltungen nicht zuletzt wegen ihrer meist erheblich reduzierten Bauelementeanzahl interessieren. Darüber hinaus haben diese Komplementärschaltungen weitere Vorteile gegenüber (in der Zweckbestimmung vergleichbaren) Schaltungen mit Transistoren nur eines Leitfähigkeitstyps: beispielsweise erheblich günstigere Auslegungsmöglichkeiten von Langzeitschaltern und Impulsgeneratoren, Taktgebern usw., Stromersparnis in den Taktpausen bei derartigen Anwendungen u. a.

Entsprechende Komplementärschaltungen sind seit einigen Jahren zunehmend in Amateurveröffentlichungen zu finden. Sie sind dann aber meist nur unter anderer Thematik mit „eingestreut". Bisher fehlte eine zusammenfassende Darstellung der Besonderheiten, Vor- und mitunter auch Nachteile von Komplementärschaltungen, die dem Amateur ein Abschätzen zwischen einer Schaltung mit Transistoren eines Leitfähigkeitstyps und einer im Einsatzzweck äquivalenten Komplementärschaltung ermöglicht. Demzufolge ist der Amateur in Auswahl und Beurteilung solcher Schaltungen oftmals unsicher und etwas ratlos, wenn sie ihm in Fachzeitschriften oder unter andersartiger Themenstellung begegnen. Diese Broschüre gibt daher eine Zusammenfassung von typischen Beispielen für Komplementärschaltungen. Die Auswahl ist unter Beachtung der amateurmäßigen Gegebenheiten und im Hinblick auf Verallgemeinerbarkeit und vielseitige Anwendungsmöglichkeit getroffen worden. In Schaltungen, in denen sich preiswerte Basteltransistoren einsetzen lassen, sind nur die für die jeweilige Schaltung interessanten Soll-Exemplardaten der Halbleiter angegeben worden, so daß der Amateur aus vorhandenem oder im Handel angebotenem Material geeignete Typen auswählen kann. Die vorliegende Sammlung von Anwendungsbeispielen — die alle vom Autor unter Berücksichtigung der beim Amateur vorhandenen Gegebenheiten erprobt worden sind — soll einen Überblick und Anregungen für den vorteilhaften Einsatz von Komplementärschaltungen geben.

Nahmitz, im Juni 1975 *Hagen Jakubaschk*

1. Was bedeutet „Komplementärschaltung"?

Transistoren unterschiedlichen Leitfähigkeitstyps (pnp bzw. npn) werden als zueinander komplementär bezeichnet. Im Schaltzeichen unterscheiden sie sich in der Richtung des Emitterpfeils. In der diskreten Schaltungstechnik sind oft Transistoren eines Leitfähigkeitstyps, also entweder nur npn- oder nur pnp-Typen benutzt worden. Der daraus resultierende Unterschied besteht zunächst in der gegensätzlich gepolten Betriebsspannung. Kollektor- und Basisspannung sind bei pnp-Typen negativ gegen Emitter, aber positiv gegen Emitter bei npn-Typen. Auf die Schaltungsfunktion hat der Leitfähigkeitstyp dabei keinen Einfluß.

Der pnp-Transistor ist gewöhnlich vom Halbleitermaterial her ein Germaniumtyp, die Siliziumtransistoren sind meistens npn-Typen und dann zu den Germaniumtypen komplementär. Das hat jedoch nichts mit der Wahl des Halbleitermaterials zu tun! Es lassen sich auch npn-Ge-Typen und ebenso pnp-Si-Typen fertigen, beide sind seit einiger Zeit zunehmend (aus Importen) auch für den Amateur erhältlich. Daß Ge-Typen vorwiegend in pnp-Technik, Si-Typen dagegen hauptsächlich in npn-Technik gefertigt werden, hat ausschließlich technologische Gründe; die entsprechenden Fertigungsverfahren sind gegenüber dem — bei gleichem Material — komplementären Typ leichter zu beherrschen. Das ist auch die Ursache dafür, daß beim Amateur relativ oft eine Komplementärschaltung gleichzeitig aus Transistoren verschiedenen Ausgangsmaterials (Ge für pnp, Si für npn) bestehen wird, es ist aber nicht etwa kennzeichnend für eine Komplementärschaltung! Die „vorschriftsmäßige" Komplementärschaltung wäre mit Transistoren aus einem einzigen Halbleitermaterial — nach dem jetzigen Stand der Technik mit Si-npn- und Si-pnp-Typen — zusammengesetzt. Die Probleme bei der Kombination von

Ge-Halbleitern mit Si-Halbleitern werden in Abschnitt 2.2. behandelt.

Den Vorteilen der Komplementärschaltung stehen gelegentlich auch Nachteile gegenüber: Zum Beispiel ist ein Komplementär-Flip-Flop (bistabiler Multivibrator) zwar sehr gut als Speicherelement mit geringem Ruhestrombedarf, jedoch nicht ohne weiteres für Teiler- oder Zählschaltungen geeignet; astabile Komplementärmultivibratoren, deren Transistoren im Gleichtakt (beim Multivibrator mit Transistoren eines Leitungstyps im Gegentakt) schalten, weisen eine zwischen beiden Zuständen stark schwankende Stromaufnahme auf, die gelegentlich durch Verkopplung über den Innenwiderstand der Speisestromquelle auf andere Stufen rückwirken kann, usw. Falls sich derartige Nachteile durch schaltungstechnische Maßnahmen beseitigen lassen, wird dann gelegentlich der Gesamtaufwand doch wieder so weit erhöht, daß u. U. die Schaltung mit Transistoren eines Leitungstyps vorteilhafter sein kann. Dagegen ermöglichen Komplementärschaltungen funktionelle Lösungen, die sich mit Transistoren nur eines Leitungstyps überhaupt nicht realisieren lassen. Dadurch können teilweise neue Wege für die Lösung einer Aufgabe beschritten werden.

2. Hinweise zur Bauelementeauswahl

2.1. Geeignete Halbleiter

Der Amateur wird vorwiegend auf die preiswerten Bauelemente aus der DDR-Produktion zurückgreifen wollen. Im DDR-Fabrikationsprogramm sind die Standardtypen als pnp-Ge-Typen sowie als npn-Si-Typen vertreten; zu den pnp-Ge-Typen gehören die GC- und GD-Reihen, zu den npn-Si-Typen die SC-, SS- und SF-Reihen. Das bedeutet für den Amateur, Ge-Typen und Si-Typen kombinieren zu müssen. Im allgemeinen ist das auch problemlos möglich. Probleme können auftreten, wenn für die betreffende Schaltung auch beim pnp-Typ extrem geringer Kollektorreststrom gefordert wird (wie er für Si-Transistoren, nicht aber für Ge-Typen gegeben ist) oder wenn die Basisschwellenspannung eine Rolle spielt und deren materialbedingter Unterschied (für Ge: etwa 0,15 bis 0,25 V; für Si: $\approx$ 0,6 V) nicht schaltungstechnisch ausgeglichen werden kann. Der unterschiedliche Temperaturkoeffizient von Ge- und Si-Typen hat dagegen in der Praxis des Amateurs seltener Bedeutung.

Im Handel gibt es zunehmend auch für den Amateur Import-Transistoren, die sich — als pnp-Si-Typen, seltener benötigt als npn-Ge-Typen — als Alternative für Komplementärschaltungen anbieten, wenn die DDR-Typen ungeeignet sind. Zum Teil werden Transistoren auch als entsprechend vom Hersteller zusammengestellte (annähernd datengleiche) „Komplementärpaare" angeboten, Beispiele sind das vorzugsweise für NF-Endstufen bestimmte Ge-Komplementärpaar *AC 187/AC 188* (Vorläuferpaar: *AC 127/AC 153*), das Si-Komplementärpaar *KF 507/KF 517* u. ä. Aus dem relativ reichhaltigen, ständig wechselnden Importangebot seien als Beispiele für die vom Amateur noch am ehesten benötigten pnp-Si-Typen genannt: *KF 517* und *KFY 18* aus der ČSSR

(als „Standardtypen" anzusehen und in ihrer Universalität etwa mit dem *SF 121* oder *SF 126* vergleichbar, jedoch zu diesen komplementär) sowie viele andere, darunter eine ganze Anzahl von BC-Typen aus dem NSW-Bereich. Leider läßt die Typenbezeichnung i. a. nicht erkennen, ob es sich um einen pnp- oder npn-Typ handelt. Der Amateur kann sich in diesem Fall nur an Datenblättern und Datenzusammenstellungen der Amateurliteratur orientieren (z. B. [12]), sofern nicht der Fachhandel in der Lage ist, Auskunft über die von ihm angebotenen Typen zu geben. In Hinblick auf die in dieser Broschüre vorgestellten Schaltbeispiele läßt sich feststellen, daß man meistens Ge-pnp-Typen mit Si-npn-Typen kombinieren kann, falls nicht im zugehörigen Text ausdrücklich anderes vermerkt ist. In vielen Fällen läßt sich der angegebene Ge-pnp-Typ vorteilhaft durch einen Si-pnp-Importtyp ersetzen und dann die gesamte Schaltung einheitlich in Si-Technik aufbauen, wenn der Preis dieser Bauelemente das zuläßt. Dieser Austausch erhöht die Nachbausicherheit und Betriebssicherheit bei extremen Einsätzfällen (extremen Temperaturen o. ä.). Von der bei Austausch oft möglichen günstigeren Dimensionierung der Schaltung, die ein pnp-Si-Typ prinzipiell gestatten würde, ist jedoch innerhalb dieser Broschüre abgesehen worden, um den Leser nicht bezüglich der Verwendbarkeit von Ge-pnp-Standardtypen einzuschränken.

2.2. Kombination von Ge- und Si-Halbleitern

Komplementärschaltungen werden fast ausschließlich für Transistoren nur einer Materialart entwickelt. Schaltungsvorlagen mit gemischter Bestückung sind daher meistens materialmäßig bedingte „Notlösungen", die aber keinesfalls schlechtere Eigenschaften haben müssen. Die folgenden Bemerkungen sollen das Wesentlichste für den beim Amateur oft auftretenden Fall aussagen, daß ein pnp-Si-Transistor durch einen pnp-Ge-Typ ersetzt werden soll.
Beide Arten von Halbleitern unterscheiden sich in mehre-

ren Parametern. Die wenigsten Probleme bereiten dabei der unterschiedliche Temperaturkoeffizient, der bei Si-Halbleitern wesentlich größer als bei Ge-Typen ist, und der oft recht unterschiedliche mittlere Stromverstärkungsfaktor β. Er wird bei beiden Halbleitertypen in der dem Amateur bekannten Weise [1] unter Berücksichtigung der unterschiedlichen Polung der Betriebsspannung ausgemessen. Technologisch bedingt fallen bei der Serienfertigung von Siliziumtransistoren beider Polaritäten — also auch bei pnp-Si — mehr Exemplare mit relativ hohem β-Wert (> 150) an als bei pnp-Ge-Typen (meist $\beta < 150$). Bei npn-Si-Typen können die β-Werte sogar bis 1000 und höher liegen. Dann ist beim Austausch die notwendige Mindeststromverstärkung für den pnp-Typ zu beachten; sie liegt oftmals über 100, so daß Ge-Exemplare mit vergleichbar hohen β-Werten verwendet werden müssen. Dieses Problem wird weiter dadurch erschwert, daß Ge-Typen mit hohem β-Wert oft auch einen hohen Reststrom I_{CEO} haben. Diese Kenngröße I_{CEO} ist aber die kritischste Größe beim Austausch. Si-pnp-Typen haben ebenso wie Si-npn-Typen extrem geringe Kollektorreströme (weit unter 1 µA, meist nur 10 bis 100 nA!). Der I_{CEO}-Wert eines Germaniumtyps liegt aber gegebenenfalls um 3 bis 4 Größenordnungen höher! Wenn eine Komplementärschaltung auf den geringen Reststrom eines pnp-Si-Typs ausgelegt ist, kann der Einsatz eines Ge-Typs unmöglich werden und dessen Reststrom selbst bei einem „reststromarmen" Exemplar die Schaltungsfunktion völlig unterbinden. In diesen Fällen sind nur Si-pnp-Typen gegeignet. Aber auch allgemein sollte man für Komplementärschaltungen, die mit npn-Si-Typen bestückt sind, stets Ge-pnp-Typen mit geringstmöglichem Reststrom unter Berücksichtigung des β-Wertes auswählen.

Weitere unterschiedliche Kenngrößen sind die Basis-Emitter-Schwellenspannung U_{BE}, die mindestens vorhanden sein muß, damit ein Basisstrom fließt, und die Kollektorsättigungsspannung U_{CEsat} beim völlig durchgesteuerten Transistor. U_{CEsat} ist nur dann von Bedeutung, wenn der Transistor als Schalter arbeitet und dabei so geringe Sättigungs-

spannung haben muß, daß diese unter der Basisschwellenspannung U_{BE} eines direkt angekoppelten 2. Transistors liegt. Si-Transistoren verhalten sich je nach Typ und Herstellungstechnologie unterschiedlich [6]. Die Kollektorsättigungsspannung kann für pnp-Ge-Standardtypen etwa 0,3 bis 0,4 V betragen. Für Si-Typen liegt sie zwischen 0,2 V (Epitaxie-Planar-Typen) und mehr als 1 V (normale Planartypen). Insbesondere beim Ersatz von pnp-Si-Epitaxietypen muß daher gegebenenfalls geprüft werden, ob sich mit dem pnp-Ge-Typ auch eine ausreichend niedrige Kollektorsättigungsspannung erreichen läßt. In Abschnitt 7.6. wird zu entsprechenden Prüfmöglichkeiten noch ein Hinweis gegeben.

Beim Austausch ist stets der Einfluß der Basis-Emitter-Schwellenspannung U_{BE} zu beachten. Sie beträgt für Ge-Typen etwa 0,15 bis 0,25 V und hängt relativ stark vom fließenden Basisstrom ab. Für Si-Typen liegt sie bei etwa 0,5 bis 0,7 V, jeweils unabhängig vom Leitungstyp. Wird ein pnp-Si-Typ durch einen pnp-Ge-Typ ersetzt, so ist zu prüfen, ob für die dann niedrigere Schleusenspannung noch die Schaltungsdimensionierung stimmt. Im allgemeinen liegt parallel zur Basis-Emitter-Strecke des pnp-Typs ein Widerstand, dessen Wert beim Übergang von Si auf Ge dann erheblich verändert (meist verringert) werden muß.

Der Einfluß der einzelnen aufgeführten Größen läßt sich bei der Analyse der Schaltungsfunktion meist relativ leicht abschätzen und in vielen Fällen auch durch einfache Wertänderungen weniger Widerstände ausgleichen. Der häufigste Störungsfaktor — der Einfluß des I_{CEO}-Wertes eines pnp-Ge-Typs — kann oft dadurch beseitigt werden, daß parallel zur Basis-Emitter-Strecke des npn-Si-Typs, dessen Basis der pnp-Ge-Kollektorstromkreis ansteuert, ein Widerstand (einige Kiloohm) gelegt wird. Er kann bei richtiger Bemessung in gewissen Grenzen den Ge-pnp-Reststrom von der npn-Si-Basis durch Nebenschluß ableiten, wobei sich an diesem Ableitwiderstand durch den Kollektorreststrom eine Spannung aufbaut, die noch genügend weit unter der Schleusenspannung U_{BE} eines Si-Typs (0,5 V) bleiben muß. Diese Maß-

nahme verschlechtert allerdings oft das Temperaturverhalten der Gesamtschaltung, da für den jetzt mit „geshunteter Basis" betriebenen npn-Si-Transistor eine basisseitige (annähernde) Spannungssteuerung an Stelle der Stromsteuerung (ohne Parallelwiderstand) vorliegt und damit der Temperaturkoeffizient der Größe U_{BE} (etwa $-2\,mV/°C$) stärker in die Schaltungsfunktion eingeht. Das kann z. B. bei Zeitschaltern zu merklichen Verschiebungen der Schwellwerte und damit von der Umgebungstemperatur abhängiger Schaltzeit führen. Für den Amateur ist dieser Gesichtspunkt jedoch oft nicht allzu ausschlaggebend. Jedoch läßt sich daraus die Regel ableiten, daß in Schaltungen, an die spezielle Anforderungen an Stabilität (z. B. der Frequenz bei Multivibratoren) bestehen, nicht nur die Betriebsspannung stabilisiert werden sollte, sondern auch der Einsatz eines pnp-Ge-Typs statt pnp-Si ungünstig sein kann.

- Kompensationsmaßnahmen für Arbeitspunkte, Temperaturstabilisierungen, Gegenkopplung usw. bei Komplementärschaltungen werden prinzipiell nach gleichartigen Gesichtspunkten wie bei Schaltungen mit Bauelementen nur eines Leitungstyps vorgenommen. Darauf wird daher nicht näher eingegangen. Auch bezüglich weiterer Kenngrößen (zulässige maximale Gesamtverlustleistung P_{vmax} usw.) besteht kein Unterschied zwischen npn- und pnp-Typen. Beim Austausch eines pnp-Si-Typs gegen einen npn-Ge-Typ ist zu beachten, daß der Ge-Typ jeweils ausreichende Belastbarkeit (entsprechend der des ursprünglichen Si-pnp-Typs) aufweisen muß: Neuere pnp-Si-Transistoren haben weit über 200 mW zulässige Belastbarkeit. Als Austauschtyp ist bis $\approx 0{,}4$ W häufig der *GC 301* geeignet.

Ein Austausch von Transistortypen ohne genaue Analyse der Schaltungsfunktion, etwa nur unter Zuhilfenahme von Datenblättern oder Typenvergleichstabellen, ist jedoch bei Komplementärschaltungen keinesfalls möglich! Dieser Hinweis wird ausdrücklich gegeben, da derartige Fehler gerade beim Umstellen von Schaltungen ausländischer Herkunft nicht nur vom Amateur oft begangen werden, sondern sogar bisweilen noch in einigen Fachveröffentlichungen für Amateure zu beobachten sind. Es sei daher geraten, sich nicht nur auf angegebene Austauschtypen zu verlassen, sondern die an diese tatsächlich gestellten Exemplardatenforderungen aus der Schaltungsanalyse heraus zu ermitteln. Dabei wird man oft feststellen, daß sich relativ „starke" pnp-Si-Transistoren (sinngemäß das Gleiche gilt auch für npn-Typen) im Original, d. h., solche mit hoher Kollektorsperrspannung, hoher Kollektorstrombelastbarkeit oder hoher Verlustleistung, im einzelnen auch durch weit schwächere Ge-pnp-Standardtypen ersetzen lassen. Das erklärt sich meistens aus der Tatsache, daß im Original Typen benutzt worden sind, die im Herkunftsland weitverbreitete oder besonders preisgünstige Standardtypen darstellen, und die im gegebenen Fall nur weit überdimensioniert waren. Leistungsschwächere Austauschtypen aus dem Ge-pnp-Sortiment der DDR sind dann oft sogar von Vorteil, da sie im allgemeinen einen erheblich geringeren Reststrom aufweisen.

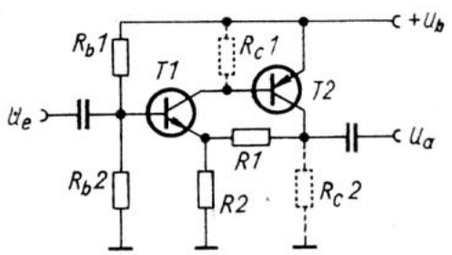
3. NF-Komplementärschaltungen

3.1. Vorverstärker

3.1.1. Prinzipschaltung und Dimensionierungshinweise

Die prinzipielle Schaltung eines 2stufigen NF-Verstärkers in Komplementärtechnik zeigt Bild 3.1. R_c1 und R_c2 seien, angenommen, zunächst nicht vorhanden. In dieser einfachsten Form genügen für die Schaltung nur 4 Widerstände. Beide Transistoren arbeiten in Emitterschaltung. Der Basisspannungsteiler R_b1, R_b2 bestimmt den Arbeitspunkt für T1. Dessen Kollektorstrom steuert unmittelbar die Basis von T2 an. Der für die 2. Stufe wirksame Kollektorwiderstand wird von der Serienschaltung R1 + R2 gebildet. Da der Emitter von T1 an einem Teil dieses Arbeitswiderstands (R2) liegt, kommt eine Gegenkopplung zustande, die sowohl den Gleichstrom-Arbeitspunkt stabilisiert als auch die Gesamtverstärkung der Schaltung bestimmt.

In Bild 3.1 sind die den Praktiker interessierenden wichtigsten Beziehungen mit angegeben; weitere theoretische Einzelheiten befinden sich u. a. in [3].



$$R_e = (\beta_{T1} \cdot \beta_{T2} \cdot R2) \parallel (R_b1 \parallel R_b2)$$

$$(R_e \approx R_b1 \parallel R_b2 \text{ für } R2 \geq 1k)$$

$$V_u = 1 + \frac{R1}{R2} \; ; \; V_u \approx \frac{R1}{R2} \text{, wenn } R1 \gg R2$$

$$R_a < R1 \parallel R_c2$$

Bild 3.1 Prinzipschaltung eines 2stufigen Verstärkers in Komplementärtechnik

Die Schaltung hat den Vorzug eines hohen Eingangswiderstands. Wenn R2 größer als etwa 1 kΩ ist, wird der Eingangswiderstand R_e hauptsächlich von der Parallelschaltung aus R_b1 und R_b2 des Basisteilers bestimmt. Der Ausgangswiderstand hat einen niedrigen Wert und kann in der Praxis mit weniger als dem Wert der Parallelschaltung aus R1 und R_c2 angenommen werden. Eine exakte Berechnung läßt sich nach [3] durchführen. Die Spannungsverstärkung kann man bei dieser Schaltung relativ einfach und mit guter Näherung berechnen; die entsprechenden Beziehungen sind in Bild 3.1 mit angegeben. Falls der Wert von R1 wesentlich größer als der Wert von R2 ist, entspricht die Spannungsverstärkung V_u annähernd dem Verhältnis dieser beiden Widerstände und läßt sich mit diesen auch leicht einstellen. Die gute Arbeitspunktstabilität der Schaltung erklärt sich wie folgt: Angenommen sei, der Kollektorstrom von T1 und/oder T2 beginnt anzusteigen (durch Erwärmung oder aus anderen Gründen). Da der Kollektorstrom von T1 zugleich Basisstrom von T2 ist, hat das sofort einen um den β-Faktor von T2 stärkeren Kollektorstromanstieg für T2 zur Folge, womit der durch R1, R2 fließende Strom und mit ihm der Spannungsabfall über R2 schnell ansteigt. Das bedeutet aber durch Anheben der Emitterspannung von T1 gegenüber dessen (durch R_b1, R_b2 festgelegten) Basispotential, daß T1 zugeregelt und dem Stromanstieg entgegengewirkt wird. Die Schaltungsfunktion ist dadurch auch weitgehend unabhängig von den β-Werten beider Transistoren und ein besonderer Arbeitspunktabgleich deshalb im allgemeinen nicht notwendig. Der Kollektorstrom von T2, der um den Faktor β_{T2} größer als der Kollektorstrom von T1 ist, bestimmt im wesentlichen das Emitterpotential für T1 (Strom durch R2). T1 wird deshalb gewöhnlich sehr kollektorreststromarm betrieben (Größenordnung einige 10 µA). Deshalb benötigt man für T1 einen Si-Transistor. T2 kann grundsätzlich ein Ge-Typ sein.

Soll die gleiche Schaltung für eine gegen Masse negative Betriebsspannung ausgelegt werden, dann sind T1 und T2 (pnp und npn) zu vertauschen; für T1 wird dann allerdings

ein pnp-Si-Typ (*KF 517* o. ä.) notwendig sein, während T2 ebenfalls mit einem Si-Typ (DDR-Standardtypenreihen) bestückt werden sollte. Ge-Typen haben für T1 bereits einen zu hohen Reststrom, der allein schon ausreichen würde, T2 unzulässig weit zu öffnen. Ist in bestimmten Fällen ein Ge-Typ für T1 nicht zu umgehen, oder soll T1 mit höherem Kollektorstrom arbeiten, so kann gegebenenfalls R_c1 zusätzlich vorgesehen werden. Sein Wert ist dann in der Weise zu bemessen, daß bei dem Kollektorstrom für T1 gerade der für den richtigen Arbeitspunkt von T2 notwendige Basisspannungsabfall auftritt. R_c1 wird sonst nur vorgesehen, wenn Reststromeinflüsse von T1 auf T2 unterbunden werden sollen.

Falls für T2 ein Ge-Typ mit störend hohem Reststrom benutzt werden muß, kann ebenfalls R_c1 in gewissen Grenzen Abhilfe schaffen, da er der Basis-Emitter-Strecke von T2 parallel liegt und für T2 reststromverringernd wirkt. Deshalb ist R_c1 beispielsweise auch in den Schaltungen nach Bild 3.2 und Bild 3.3 enthalten.

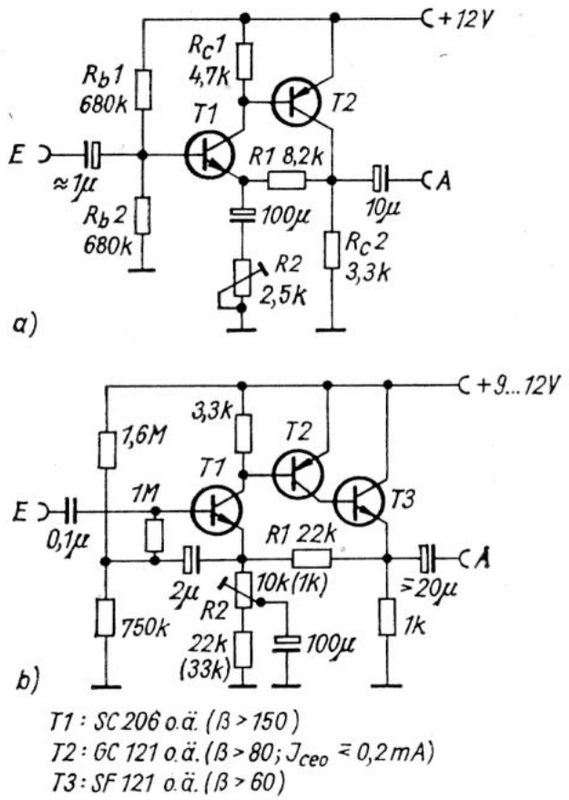
Die Dimensionierung von R1 und R2 kann mitunter dann problematisch sein, wenn mit diesen Widerständen ein vorgegebener Verstärkungsfaktor eingestellt werden soll. In der Grundschaltung nach Bild 3.1 beeinflussen R1 und R2 zugleich den Arbeitspunkt beider Transistoren. R2 darf, um noch ausreichende Gegenkopplung zu garantieren, nicht zu klein werden ($R2 \geq 100\,\Omega$). Damit ist über den geforderten Verstärkungsfaktor V_u auch ein Mindestwert für R1 vorgegeben. Der Kollektorstrom von T2 darf nur so groß sein, daß über R1 + R2 nicht mehr als etwa die halbe Betriebsspannung abfällt, damit für T2 noch ausreichend Kollektorspannung verfügbar bleibt. Das bedeutet, wenn R2 und (bei hoher Verstärkung) auch R1 relativ hochohmig sind, einen nur noch geringen möglichen Kollektorstrom für T2. Das läßt sich nur mit einem pnp-Si-Typ für T2 realisieren. Es besteht jedoch auch die Möglichkeit, einen zusätzlichen Kollektorwiderstand R_c2 vorzusehen, an dem der dann höhere Kollektorstrom von T2 den notwendigen Spannungsabfall (der etwa der halben Betriebsspannung entsprechen sollte)

erzeugt. In diesem Fall läßt sich auch der Verstärkungsfaktor ohne Einfluß auf den Gleichstrom-Arbeitspunkt der Transistoren einstellen.

Für Bild 3.1 wird abschließend eine mögliche Dimensionierung angegeben, mit der ein extrem kleiner, sehr arbeitspunktstabiler Verstärker aufgebaut werden kann. Man verwendet für T1 z. B. einen *SC 206* oder *SC 207* o. ä. rauscharmen Typ. Für T2 kommen vorzugsweise Importtypen wie *KF 517, KFY 18,* notfalls *GC 121* o. ä. Ge-Typen in Betracht. R_c1, R_c2 entfallen. Für eine Betriebsspannung $+U_b$ von 12 bis 15 V werden R_b1 mit 1 MΩ und R_b2 mit 150 kΩ bemessen. R1 und R2 betragen 2,2 kΩ bzw. 220 Ω. Der Verstärkungsfaktor nimmt dann annähernd den Wert $V_u \approx 10$ an. Die Stromaufnahme der Schaltung beträgt bei 12 V etwa 3 mA. Für 6 bis 9 V läßt sich die Schaltung verwenden, wenn R_b1 entsprechend verringert wird. Der Eingangskoppelkondensator bei U_e ist mit 1 µF ausreichend bemessen, für den Ausgangskoppelkondensator sind je nach nachgeschaltetem Verbraucher 5 bis 20 µF vorzusehen.

3.1.2. Ausgeführte Beispiele

Die Prinzipschaltung nach Bild 3.1 wird in der Praxis gewöhnlich etwas variiert, um günstigere Dimensionierung und nachträgliche Einstellung des Verstärkungsfaktors zu ermöglichen. Bild 3.2a zeigt ein dimensioniertes Beispiel, das sich aus Bild 3.1 ableiten läßt. Der Basisstromkreis für T1 ist jetzt über den Kollektorwiderstand R_c2 (Bild 3.1) von T2 geschlossen und R2 gleichstrommäßig abgetrennt, so daß sein Wert zwar gemäß der in Bild 3.1 genannten Beziehung für V_u in die NF-Gegenkopplung, aber nicht mehr in den Arbeitspunkt der Transistoren eingeht. Da für T2 ein Ge-Typ vorgesehen ist, wurde auch R_c1 an der Basis von T2 verwendet. Über R1 fließt jetzt nur noch der sehr geringe Emitterstrom von T1, so daß auch R1 (zur Grobfestlegung des Verstärkungsfaktors) noch ohne allzu störenden Einfluß auf den Arbeitspunkt in beträchtlichen Grenzen geän-



T1 : SC 206 o.ä. ($\beta > 150$)
T2 : GC 121 o.ä. ($\beta > 80$; $J_{ceo} \leq 0{,}2$ mA)
T3 : SF 121 o.ä. ($\beta > 60$)

Bild 3.2 Dimensioniertes Beispiel für einen komplementären NF-Verstärker (a) und Verstärker mit sehr hohem Eingangs- und geringem Ausgangswiderstand (b). Mit R2 ist der Verstärkungsfaktor einstellbar

dert werden darf. Mit R2 wird später nach Bedarf der gewünschte Verstärkungsfaktor eingestellt (wobei R2 nicht kleiner als etwa 500 Ω sein sollte!). Die erreichte Gesamtverstärkung entspricht annähernd dem Verhältnis R1/R2, die Stromaufnahme der Schaltung bei 12 V beträgt etwa 2 mA. Ein Arbeitspunktabgleich entfällt, wenn die in Bild 3.2a angegebenen Mindestwerte für β nicht wesentlich unterschritten werden. Der Eingangswiderstand dieses Verstärkers beträgt mindestens 200 kΩ, der Ausgangswiderstand liegt etwas unter 1 kΩ. Der Frequenzbereich ist ab etwa 10 Hz linear und wird nach oben hin im wesentlichen durch die Grenzfrequenz von T2 bestimmt; 100 kHz sind sehr gut

realisierbar. Die Schaltung, die sich durch sehr geringen Klirrfaktor und gute Stabilität bei Temperatur- und Speisespannungsschwankungen auszeichnet, kann daher auch als Breitbandverstärker verwendet werden. Wie bei anderen 2stufigen Verstärkerschaltungen sind auch in diesem Fall Eingangs- und Ausgangsspannung miteinander in Phase. Bei ungewollten Verkopplungen zwischen Eingang und Ausgang besteht daher ebenfalls die Gefahr hochfrequenter Selbsterregung. In kritischen Fällen läßt sich der Frequenzgang nach hohen Frequenzen hin wirksam begrenzen, indem parallel zu R1 ein Kondensator (Wert nach Versuch, Richtwert 10 bis 47 pF) gelegt wird.

Bild 3.2b zeigt eine Erweiterung dieser Schaltung — bei gleichen Eigenschaften gemäß Bild 3.2a — mit der Zielstellung, einen sehr hohen Eingangswiderstand und einen möglichst niedrigen Ausgangswiderstand zu erreichen. Einen niedrigen Ausgangswiderstand erzielt man durch Nachschalten einer Kollektorstufe als Impedanzwandler (T3). Der Ausgangswiderstand bei A beträgt weniger als 100 Ω. Für T2 wird jetzt jedoch ein sehr reststromarmer Transistor benötigt; zu bevorzugen wäre ein pnp-Si-Typ (*KF 517, KFY 18* u. ä.), sonst muß man eventuell den Basis-Emitter-Widerstand von T2 unter 3,3 kΩ verringern (etwa 1 kΩ sollte jedoch nicht unterschritten werden) und gegebenenfalls noch einen Widerstand (1,6 bis 2,2 kΩ) parallel zu Basis-Emitter von T3 schalten. Eine Kontrolle, ob das notwendig ist, kann man durch einen Kurzschluß Basis gegen Emitter an T1 feststellen. Zwischen Kollektor und Emitter von T3 muß dann annähernd die volle Betriebsspannung meßbar sein, falls der Reststrom von T2 ausreichend klein ist.

Der hohe Eingangswiderstand wird in der Schaltung nach Bild 3.2b durch die *Bootstrap*-Schaltung (Gegenkopplung vom Emitter T1 auf den Basisspannungsteiler von T1) erreicht. Der für E wirksame Eingangswiderstand beträgt mit der angegebenen Dimensionierung mehr als 2 MΩ. Die Einstellung des Verstärkungsfaktors geschieht durch (wechselspannungsmäßig) teilweise Überbrückung von R2, der zu

diesem Zweck als Abgleichpotentiometer ausgebildet ist. Mit den angegebenen Werten läßt sich V_u zwischen 3 bis ≈ 30 einstellen. Praktisch ausnutzbar sind bei noch ausreichender Stabilität Verstärkungsfaktoren bis etwa 200. Zum besseren Abgleich von R2 bei gewünschter hoher Verstärkung kann R2 mit 1 kΩ, sein masseseitiger Serienwiderstand mit 33 kΩ bemessen werden. Die übrigen Daten dieser Schaltung entsprechen denen der Schaltung nach Bild 3.2a.

Diese Schaltungen eignen sich universell für alle NF-Zwecke; bei Verwendung rauscharmer Transistoren auch sehr gut für Mikrofonvorverstärker.

Bei der Schaltung nach Bild 3.2a wird die verstärkungsbestimmende Gegenkopplung über R1, R2 nur für NF wirksam. Man kann diesen Gegenkopplungszweig auch frequenzabhängig auslegen und auf diese Weise einen Verstärker mit frequenzabhängiger Verstärkung aufbauen.

Bild 3.3 zeigt ein Beispiel für einen Klangkorrekturverstärker. Für die Transistorbestückung gilt sinngemäß alles bereits zu Bild 3.1 und Bild 3.2a Gesagte; weitere Angaben sind aus Bild 3.3 zu ersehen. Dieser Verstärker hat bei

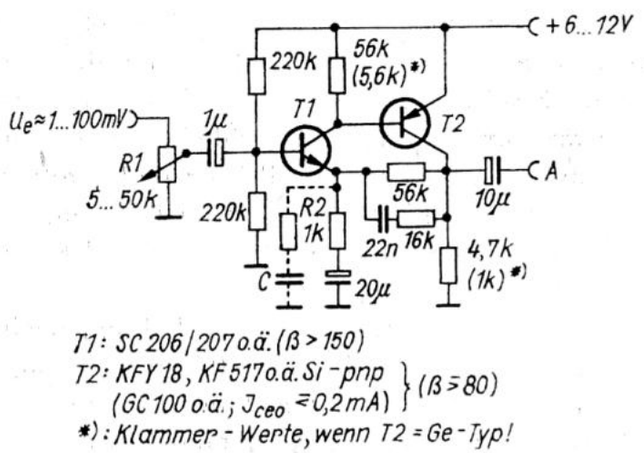


Bild 3.3 NF-Verstärker für Klangkorrekturzwecke. Grundverstärkung bei 1 kHz etwa 23 dB; bei 30 Hz vorhandene Tiefenanhebung etwa + 12 dB. Bedarfsweise können mit C, RZ die hohen Frequenzen zusätzlich um etwa + 14 dB angehoben werden

1 kHz eine etwa 15fache Verstärkung ($V_u \approx 23$ dB), da für diese und höhere Frequenzen bei R1 (s. Bild 3.1) die Parallelschaltung 16 kΩ, 56 kΩ wirkt. Für Frequenzen unter 1 kHz wird der mit dem 16-kΩ-Widerstand in Serie liegende Kondensator, mit dessen Wert sich die Einsatzfrequenz variieren läßt, wirksam, so daß bei Frequenzen unter 100 Hz praktisch nur noch der Wert 56 kΩ für R1 auftritt. Der Verstärker hat damit für die tiefen Frequenzen eine etwa 50fache Verstärkung ($V_u \approx 35$ dB). Das entspricht einer Tiefenanhebung von + 12 dB. Der gegenteilige Effekt (Tiefenabsenkung) tritt bei Vergrößerung des 22-nF-Wertes auf einige µF und bei Verringerung des 20-µF-Wertes des Elektrolytkondensators auf einen (gehörmäßig festzulegenden) Wert unter 1 µF auf.

Zusätzlich zu der mit der Schaltung nach Bild 3.3 realisierten Tiefenanhebung läßt sich noch eine Höhenanhebung — um etwa 14 dB — erzielen, wenn die (punktiert gezeichneten) Glieder R2, C eingefügt werden. Man legt R2 nach Gehör mit 160 bis 330 Ω fest; für C kann ein Richtwert von 0,1 µF angenommen werden. Eine Höhenabsenkung läßt sich durch Parallelschalten eines Kondensators zum 16-kΩ-Widerstand (Wert nach Gehör, Richtwert einige 100 pF bis 1 nF) erreichen. Mit zusätzlichem Lautstärkeregler R1 eignet sich diese sehr variable Schaltung für Klangkorrekturen in NF-Anlagen aller Art. T1, T2 sollten rauscharme Exemplare sein.

3.1.3. MOSFET-Vorverstärker für hohen Eingangswiderstand

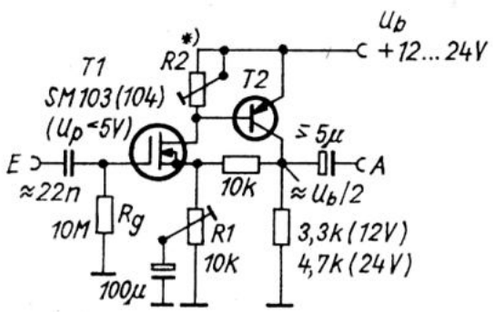
Strenggenommen ist die Kombination eines Feldeffekttransistors mit einem bipolaren Transistor keine Komplementärschaltung im engeren Sinn der Thematik dieser Broschüre. Trotzdem werden im folgenden 2 Beispiele gezeigt, deren Schaltungsweise der der bisher gezeigten Verstärker sehr ähnlich ist. Auf Funktion und Wirkungsweise von Feldeffekttransistoren (in diesen Beispielen MOSFETs) kann an

dieser Stelle nicht eingegangen werden, darüber geben u. a. [1], [2] und [13] Auskunft, wobei besonders an den Gateschutz beim Einbau von MOSFETs erinnert sei.

Man benutzt MOSFET-Eingangsstufen, wenn Eingangswiderstände über 1 bis 2 MΩ erforderlich sind. Bis zu diesen Werten können Schaltungen gemäß Bild 3.2b u. ä. verwendet werden. Mit MOSFET-Verstärkern lassen sich ohne weiteres Eingangswiderstände um 100 MΩ realisieren.

Bild 3.4 zeigt ein Beispiel mit einem n-Kanal-Verarmungs-MOSFET des Typs *SM 103* oder *SM 104* (für den auch die sehr preiswerten Bastlertypen geeignet sind). Der Eingangswiderstand entspricht annähernd dem Wert des Gatewiderstands R_g, der bei Bedarf auch mit 22 bis 33 MΩ bemessen werden kann. Falls bei E mit Fremdspannungsspitzen über etwa 20 V zu rechnen ist oder der offene Eingang E mit der Hand berührt werden könnte, muß man einen in Bild 3.4 nicht gezeichneten Gateschutz vorsehen. Er wird durch Parallelschaltung einer Z-Diode (Spannung unkritisch) zu R_g oder an Stelle der Z-Diode durch eine Antiparallelschaltung zweier Si-Dioden des Typs *SAY 12* bis *SAY 32* o. ä. erreicht. Außerdem ist dann in Serie mit dem Eingangskondensator bei E ein Widerstand von etwa 100 kΩ zu legen.

Die mit dieser Schaltung erreichbare Gesamtverstärkung hängt von den erheblich streuenden Exemplardaten des T1

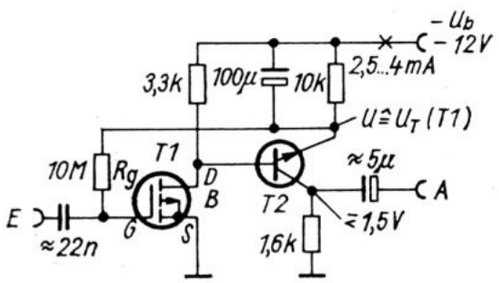


T2: KF 517 o.ä. Si-pnp (ß>100); R2 = 1k
oder T2: GC 100 o.ä. Ge-pnp (ß≥100;
J_{ceo} <0,2mA); R2 = 250
**) R2 auf 0,5...0,7·Ub an Koll. T2 (je nach Expl. T1)*

Bild 3.4 MOSFET-Verstärker mit hochohmigem Eingang und n-Kanal-Verarmungs-MOSFET *SM 104*

ab und kann maximal etwa 20fach sein. Der Verstärkungsgrad läßt sich mit R1 abgleichen. Ein Arbeitspunktabgleich je nach T1-Exemplar geschieht mit R2 in der Weise, daß etwa $(0{,}5 \ldots 0{,}7) \cdot U_b$ zwischen Kollektor T2 und Masse gemessen werden. Beim Fehlen von Meßmitteln kann man behelfsmäßig R2 auf verzerrungsärmste Wiedergabe bei maximaler Verstärkung einstellen. Für T2 sollte ein pnp-Si-Transistor bevorzugt werden. Geeignete Typen für T2 sind in Bild 3.4 mit den zugehörigen R2-Werten angegeben. Die optimale Betriebsspannung von T1 beträgt etwa 24 V, jedoch sind auch mit 12 V noch gute Ergebnisse zu erreichen, wenn T1 ein Exemplar mit möglichst geringer Abschnürspannung ($U_p \leq 5$ V) und geringem Drainruhestrom (möglichst $< 2{,}5$ mA) ist. Für 24 V können bei T1 für beide Kenngrößen etwas höhere Werte zugelassen werden, so daß die Auswahlfrage unkritischer wird. Besonders bei Verwendung der Bastlertypen für T1 ist aber eine Exemplarauswahl nicht zu umgehen. Sind geringe Eingangsspannungen zu verstärken, sollen T1 und T2 außerdem rauscharme Exemplare sein.

Eine ähnliche Schaltung für den gleichen Zweck, jedoch unter Verwendung eines p-Kanal-Anreicherungs-MOSFETs zeigt Bild 3.5. Für den Eingangswiderstand und den Gateschutz gilt das zu Bild 3.4 Gesagte. Als Gateschutz genügt in diesem Fall die Vorschaltung eines Widerstands von etwa 100 kΩ vor E. Gateschutzdioden können entfallen, da



T1: SMY 52 (SMY 50); U_T ≈ 4,5... 6 V
T2: SC 207 f o.ä. npn - Si; ß≥450

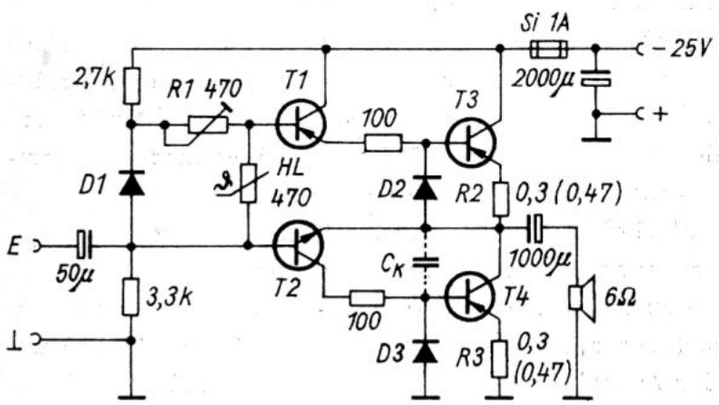
Bild 3.5 MOSFET-Verstärker mit p-Kanal-Anreicherungs-MOSFET *SMY 52*

die SMY-Typen bereits integrierte Gateschutzdioden enthalten. Im Gegensatz zur Schaltung nach Bild 3.4 ist bei dieser Schaltung die Betriebsspannung negativ gegen Masse. T2 ist ein npn-Si-Typ, der die angegebene hohe Stromverstärkung haben soll. T1 muß nicht unbedingt ausgewählt werden. Für den MOSFET sind Exemplare mit hoher *Treshold*-Spannung (Abschnürspannung) U_T günstig. Der *SMY 52* ergibt die höchste Verstärkung, aber auch *SMY 50* oder *SMY 51* (sind beide Systeme intakt, dann schaltet man vorteilhaft beide Systeme des *SMY 51* parallel) sind gleichermaßen geeignet. Mit der Schaltung nach Bild 3.5 wird maximal eine etwa 20- bis 30fache Verstärkung erreicht. Sie läßt sich mit einem in Serie mit dem 100-µF-Elektrolytkondensator geschalteten — gegebenenfalls abgleichbaren — Widerstand (100 Ω bis 5 kΩ) einstellen. Die dann vom Emitter T2 zum Gate T1 wirksame NF-Gegenkopplung verringert die Verstärkung und senkt zugleich auch den Klirrfaktor.

3.2. Leistungsverstärker

Dem Amateur ist die Komplementärschaltungstechnik insbesondere im Zusammenhang mit NF-Leistungsverstärkern bekannt geworden. Über dieses spezielle Gebiet der NF-Verstärkertechnik gibt es auch für Amateure zahlreiche Veröffentlichungen, die alle Details behandeln. Deshalb soll in dieser Broschüre nicht ein weiteres Mal auf diesen sehr umfangreichen Komplex eingegangen werden. Statt dessen seien die Literaturstellen [14] bis [20] empfohlen; darüberhinaus enthält [2] eine Zusammenfassung mit einigen praxisgerechten Schaltbeispielen zu Leistungsverstärkern. Ergänzend zu der recht zahlreichen Literatur sei im folgenden nur auf einen Punkt eingegangen, der ein häufig vernachlässigtes Detail betrifft: die ausgangsseitige Kurzschluß- und Überlastungssicherung „eisenloser" Komplementärendstufen. Zwar wird in neuerer Literatur auch diesem Detail das notwendige Augenmerk gewidmet, jedoch gilt das meist nur für aufwendige Verstärker der Leistungsklassen ≥ 12 W, deren meist sehr teure Endstufentransistoren bei unbeabsichtigten Kurzschlüssen auf der Lautsprecherleitung, bei Fehlanpassung, Selbsterregung u. ä. fast immer Schaden erleiden. Außerdem sind die bisher bekannten elektronischen Überlastsicherungen oft mit sehr hohem Aufwand verbunden.

Bei Endstufen geringerer Leistung besteht ebenfalls die Überlastungsgefahr für die Endstufentransistoren. Es bietet sich dann eine vereinfachte Überlastungsbegrenzung an, die für kleinere Endstufen einen voll ausreichenden Schutz gewährt. Bild 3.6 zeigt eine möglichst einfach gehaltene Variante, die an einen 6-Ω-Lautsprecher mit einer Speisespannung von —24 bis —25 V etwa 10 W Leistung abgibt. Das Prinzip geht auf [4] zurück. Dem auf diesem Gebiet weniger erfahrenen Amateur sei für den Nachbau jedoch in jedem Fall das vorherige Studium der allgemeinen Grundlagen, wenigstens aber der in [2] für den Praktiker gegebenen Zusammenfassung zum Thema Leistungsverstärker, geraten. Die entsprechenden Grundkenntnisse werden im folgenden vorausgesetzt.



T1: AC 188K (KF 517 o.ä.) } *gepaart; mit*
T2: AC 187K (KF 507 o.ä.) } *Kühlsternen!*
T3, T4 : ASZ 18 (OC 26; 3NU 74 o.ä.) gepaart!
(T1... T4 : Ge - Typen!)
D1... D3 : SY 200 o.ä. (Si; 1A)

Bild 3.6 Einfache eisenlose NF-Endstufe für etwa 10 W Ausgangsleistung mit kurzschlußsicherem Ausgang

Die Endstufe nach Bild 3.6 ist bestückt mit 2 Ge-pnp-Leistungstransistoren, die den Bedingungen für eine Pärchenbildung (eventuell im Zusammenhang mit T1, T2, dazu siehe [2]) genügen müssen. Die Endstufentransistoren T3, T4 werden von einem Komplementärpaar T1, T2 als Treiber angesteuert. Alle 4 Transistoren sind Ge-Typen, auch für T2 muß das beachtet werden (Si-npn ungünstig; nur notfalls kann T2 ein Si-npn-Typ *SF 127* o. ä. sein, dann müssen jedoch bei D1 2 Dioden in Serie geschaltet sein). T3, T4 sind mit ausreichend dimensionierten Kühlkörpern zu versehen; für T1, T2 benutzt man aufsteckbare handelsübliche Kühlsterne. D1 bis D3 müssen 1-A-Si-Dioden sein. Mit R1 wird auf einen Ruhestrom (in Leitung bei Si) von etwa 50 mA bzw. besser oszillografisch auf Verschwinden des Nulldurchgangsknicks bei Sinusaussteuerung mit geringem Pegel abgeglichen ([2]). Der Kompensationsheißleiter HL ist isoliert auf einem der Endstufenkühlkörper aufzukleben. Sollte es bei der Inbetriebnahme durch ungünstige Leitungsführung (alle Zuleitungen zu T3 und T4 sind so kurz wie möglich zu halten und mit starkem Querschnitt zu verdrahten; R2 und R3 werden nicht auf der Leiterplatte, sondern unmittelbar am Emitter von T3 bzw. T4 angeordnet!) trotzdem noch HF-Selbsterregung auftreten, dann kann der Kondensator C_K (10 bis 33 nF) eingefügt werden. Drahtwiderstände für R2, R3, deren Wicklungsinduktivität zugleich die Funktion einer HF-Drossel übernimmt, verringern die Gefahr der HF-Selbsterregung.

Die Besonderheit dieser Schaltung besteht in der Ansteuerungsbegrenzung für die Endtransistoren mit den Dioden D2, D3. Normalerweise ist die Basis-Emitter-Spannung von Ge-Transistoren zuzüglich Spannungsabfall über R2, R3 unterhalb der Aussteuerungsgrenze so gering, daß die Schleusenspannung der Si-Dioden (etwa 0,6 V) nicht erreicht wird. D2, D3 sind also wirkungslos. Falls jetzt einer der Endtransistoren aus bestimmten Gründen (Ausgangskurzschluß o. ä.) zu hohen Emitterstrom führt, wird der Spannungsabfall über R2 oder R3 zuzüglich Basis-Emitter-Spannung von T3 oder T4 so groß, daß die Schleusenspannung von

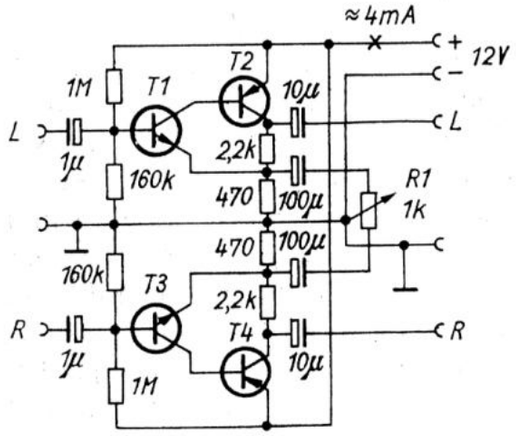
D2 bzw. D3 überschritten wird. Die Diode öffnet dann, bildet einen Nebenschluß zum Transistor-Basiskreis und verringert damit dessen Ansteuerung, so daß auch der Emitterstrom des Transistors nicht mehr wesentlich ansteigt. Damit kann am Transistor für die Dauer der Überlastung nur noch maximal das etwa 1,6- bis 2fache der Verlustleistung bei Vollaussteuerung in Wärme umgesetzt werden; für diese maximal mögliche thermische Belastung sind T3, T4 und ihre Kühlkörper zu dimensionieren. Für die angegebenen Transistoren darf man deshalb einen Wert für R2 und R3 von 0,3 bis 0,33 Ω nicht unterschreiten. Falls nicht die volle Ausgangsleistung von etwa 10 W benötigt wird, bringt eine Bemessung mit 0,47 bis 0,5 Ω erhöhte Sicherheit bzw. ermöglicht etwas kleinere Kühlkörper. Bei der angegebenen Dimensionierung (wobei stets R2 = R3 sein muß) beträgt der Kollektorspitzenstrom für T3 und T4 maximal etwa 1,5 A. Durch die zunehmend geringere Schwellenspannung der Dioden D2, D3 setzt bei steigender Umgebungstemperatur (und damit schlechteren Kühlverhältnissen für die Endstufe) die Begrenzung etwas zeitiger ein. D2, D3 können daher vorteilhaft in thermischem Kontakt mit den Endstufenkühlkörpern (elektrisch isoliert von diesen!) stehen.

Die notwendige Eingangsspannung für diesen für Kontroll- und Abhörzwecke mittlerer Qualität bestimmten Endverstärker beträgt 1 bis 2 V Wechselspannung, so daß im allgemeinen noch eine NF-Vorstufe vorzuschalten ist. Dafür eignen sich unter anderem auch die Schaltungen nach Bild 3.2 und Bild 3.3 sowie alle ähnlichen. Zu den Kühlkörpern für T3, T4 sei als zusätzlicher Hinweis für den Praktiker, der diese Kühlkörper nach den in der Literatur häufig zu findenden Tabellen, Nomogrammen oder Berechnungen bestimmen will, noch bemerkt, daß die Kühlkörper in der Weise auszulegen sind, wie es einem Verstärker (ohne Sicherungsschaltung) für eine Auslegung um 20 bis 25 W NF-Endleistung entsprechen würde. Der Verstärker (Bild 3.6) ist dann — insbesondere wenn R2, R3 größer als 0,33 Ω bemessen werden — selbst bei völligem Ausgangskurz-

schluß mindestens für einige Minuten völlig überlastungsfest. Das reicht zum Erkennen und Abstellen der Störung aus, selbst wenn Sicherung Si dann noch nicht ausgelöst haben sollte. Sind R2, R3 auf 0,47 bis 0,5 Ω bemessen, sollte Si für 0,8 A ausgelegt sein.

3.3. Stereo-Balanceregler

Für die Balanceregelung in Stereo-Verstärkern eignet sich die Verstärkerschaltung nach Bild 3.1 sehr gut. Man kann nach Bild 3.7 einen NF-Verstärker für beide Kanäle identisch aufbauen, der in Mittelstellung des Balancereglers R1 eine Verstärkung von etwa 20 dB (etwa 5fach) hat. Gegenüber der Verstärkerschaltung nach Bild 3.1 ist nur der Balanceregler R1 hinzugekommen. Er überbrückt für NF den jeweiligen Widerstand R2 (s. Bild 3.1) teilweise und verringert damit die Gegenkopplung. Das führt zu einem Verstärkungsanstieg in demjenigen Kanal, nach dessen Seite hin R1 verstellt wird. Im anderen Kanal nimmt der für R2



T1, T3 : SC 206 o.ä. (ß > 120)
T2, T4 : GC 121 o.ä. (ß > 80, J_{ceo} < 0,2mA)
oder pnp - Si - Typ

Bild 3.7 Stereo-Balanceregler; die Verstärker entsprechen im Prinzip den nach Bild 3.1

wechselspannungsmäßig wirksame Wert um den gleichen Betrag zu. Dadurch wird die Verstärkung verringert. Die Verstärkung je Kanal kann auf maximal etwa 14 dB abgesenkt werden, so daß sich für R1 ein ausnutzbarer Regelbereich von etwa ± 10 dB ergibt. Bei Endanschlag von R1 ist allerdings für den betreffenden Kanal die Gegenkopplung vollständig aufgehoben, was einen merklichen Klirrfaktoranstieg und unerwünscht hohe Verstärkung ergeben kann. Da außerdem der Regelumfang von ± 10 dB praktisch nicht benötigt wird (± 6 dB reichen normalerweise aus), kann man zu beiden Seiten von R1 Endanschlagsbegrenzungen in Form von Serienwiderständen (100 Ω) vorsehen. Da dieser Balanceregler gleichzeitig eine erhebliche zusätzliche Verstärkung bringt, läßt er sich z. B. mit dem (doppelt aufgebauten) Endverstärker nach Bild 3.6 kombinieren. Man erhält dann einen Stereo-Verstärker mit sehr geringem Bauelementeaufwand, der mit einem Pegel von 0,1 bis 0,2 V Wechselspannung am Eingang auskommt.
Die Balanceregelung nach Bild 3.7 kann für den letzteren Fall auch bei der Klangkorrektur-Verstärkerschaltung nach Bild 3.3 angewandt werden (R1 nach Bild 3.7 dann 2,5 bis 5 kΩ, mit den zugehörigen 100-µF-Ankoppelelektrolytkondensatoren dann an die Emitter der T1 der doppelt aufzubauenden Schaltung nach Bild 3.3 anschließen). Dabei ist allerdings eine leichte, in der Praxis kaum störende Rückwirkung des Balancereglers auf den Grad der Klangkorrektur unvermeidlich. Man wird diese Schaltungsvarianten dort anwenden, wo die Forderung nach geringem Bauelementeaufwand im Vordergrund steht.

3.4. HiFi-Stereo-Kopfhörerverstärker

Die Stereo-Wiedergabe über Kopfhörer erfreut sich zunehmender Beliebtheit, da man neben akustischen Vorteilen auch auf kostspielige Leistungsverstärker verzichten kann. Eine speziell für diesen Zweck dimensionierte, für die Komplementärtechnik typische Schaltung zeigt Bild 3.8 (für

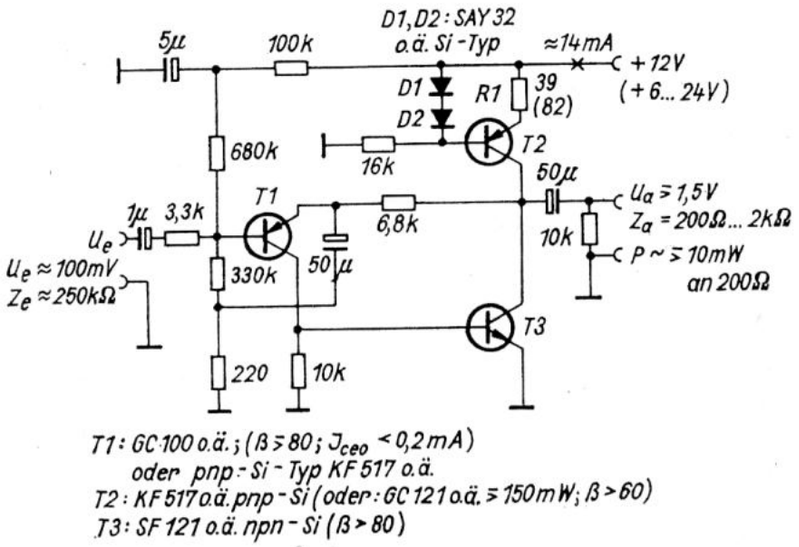


Bild 3.8 HiFi-Stereo-Kopfhörerverstärker für einen Kanal; der 2. Kanal ist identisch geschaltet

einen Kanal). Entsprechend den Eingangsdaten (etwa 100 mV an etwa 250 kΩ) ermöglicht sie direkten Anschluß an übliche Stereo-Plattenspieler ohne zusätzliche Verstärker. In diesem Fall lassen sich bei U_e noch Potentiometer (250 bis 500 kΩ) als Lautstärkeregler vorschalten, wobei — wenn man 2 Einzelpotentiometer verwendet — auf kostspielige Stereo-Tandemregler und auf einen zusätzlichen Balanceregler verzichtet werden kann. Die Verstärkung der Schaltung beträgt etwa 26 bis 30 dB (etwa 25fach). Alle Daten der Schaltung erfüllen die HiFi-Forderungen. Am Ausgang können hochwertige Stereo-Kopfhörer mit Impedanzen zwischen 200 Ω bis 2 kΩ angeschlossen werden, wobei die Ausgangsleistung mit 10 mW an 200 Ω völlig ausreicht. Die Schaltung läßt sich unverändert mit Betriebsspannungen zwischen 6 bis 24 V betreiben (die genannten Daten gelten für 12 V). T2 muß ein Typ für mindestens 150 mW Belastbarkeit sein. Die Stromaufnahme beträgt bei 12 W etwa 14 mA. Bei dieser Schaltung handelt es sich nicht, wie man auf den ersten Blick glauben könnte, um eine komplementäre Gegentaktausgangsstufe, sondern um einen 2stufigen NF-

Verstärker T1, T3, dessen Ausgangsstufe T3 im Eintakt-A-Betrieb arbeitet. Die Besonderheit besteht in der — statt des sonst üblichen Kollektorwiderstands benutzten — Konstantstromquelle T2 als Arbeitswiderstand für T3. D1, D2 stellen eine konstante Basisspannung für T2 bereit; mit dieser und dem festen Wert R1 ergibt sich für T2 ein konstanter Emitterstrom und somit auch ein (von der an T2 vorhandenen Kollektorspannung fast unabhängiger) konstanter Kollektorstrom. Für T3 wird damit ein für die NF-Spannung sehr großer Kollektorwiderstand nachgebildet. Wegen dieser Konstantstromquelle für die Endstufe ist außerdem auch der Siebfaktor gegen die Speisespannung ungewohnt groß. Das hat den Vorteil, daß keine Verkopplungen über die Speisespannung auftreten sowie Brumm- und Störspannungsreste auf dieser zu hören sind. Als Stromquelle genügt daher ein Netzgerät mit nicht übermäßig guter Siebung. Auch Batteriespeisung ist möglich, wobei die Schaltung auch bei zunehmender Batteriealterung noch länger als vergleichbare Schaltungen betriebsfähig bleibt.

R1 soll für einen pnp-Si-Typ bei T2 39 Ω betragen, bei einem pnp-Ge-Typ, was in diesem Fall ohne wesentliche Nachteile möglich ist, bemißt man R2 mit 82 Ω. Der Ausgang des Verstärkers ist kurzschlußfest. Der Frequenzgang bleibt zwischen 30 Hz und mindestens 30 kHz praktisch linear, der Klirrfaktor liegt unter 0,5 %, bei nicht voll ausgenutzter Endleistung sogar unter 0,1 %.

3.5. *Darlington*-Stufe in Komplementärtechnik — Impedanzwandler

Darlington-Stufen sind dem Amateur als Transistorkombinationen zur Erhöhung des resultierenden Stromverstärkungsfaktors bekannt. Bild 3.9a zeigt eine solche *Darlington*-Schaltung in pnp-Technik im Prinzip, wie sie üblicherweise mit Ge-Transistoren ausgeführt wird. T1 und T2 können funktionell aufgefaßt werden als ein einziger Transistor mit den Anschlüssen B, E, C mit dem Stromverstärkungs-

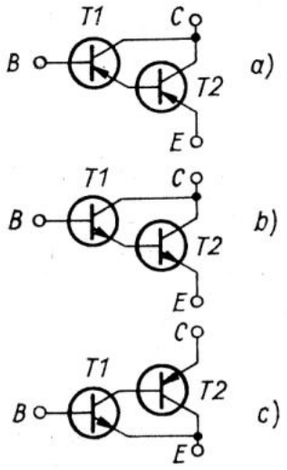


Bild 3.9 *Darlington*-Transistorkombination in pnp-Technik (a) und npn-Technik (b) und Komplementär-*Darlington*-Stufe (c). Mit T1 (pnp) und T2 (npn) kann die Schaltung nach (c) auch für entgegengesetzt gepolte Speisespannung benutzt werden

faktor $\beta_{ges} = \beta_{T1} \cdot \beta_{T2}$. Nimmt man für jeden Transistor $\beta = 50$ an, so ergäbe sich für den „*Darlington*-Transistor" $\beta = 2500$! Zu beachten ist allerdings, daß auch der Reststrom von T1 in die Basis T2 fließt, dort verstärkt wird und daher T2 bereits einen erheblichen Kollektorruhestrom führt! Der I_{CEO}-Wert von T1 wird von T2 ebenfalls um den Faktor β_{T2} verstärkt. Nimmt man für T1 und T2 jeweils $I_{CEO} = 0{,}2$ mA an, so würde der Reststrom von T1 für T2 bereits $I_c = 10$ mA ergeben (mit $\beta = 50$)! Dieser Wert zuzüglich $I_{CEO_{T2}}$ wäre daher $I_{CEO_{ges}}$ des *Darlington*-Transistors. Das Beispiel zeigt bereits, daß diese Schaltung auch erhebliche Nachteile hat. Praktisch wird der Reststrom von T1 bei der Schaltung nach Bild 3.9a (mit Ge-Typen) oft durch einen parallel zu Basis-Emitter von T2 geschalteten Widerstand weitgehend kompensiert. Ferner ist zu beachten, daß sich die Basisschwellenspannungen beider Transistoren addieren (BE-Strecken in Serie), so daß ein mit Ge-Halbleitern zusammengesetzter *Darlington*-Transistor wenigstens etwa 0,4 V Basisspannung benötigt.

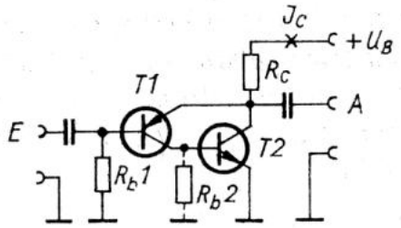
Bei Si-Transistoren (üblicherweise in npn-Technik, Bild 3.9b) kann der Reststromeinfluß vernachlässigt werden, obwohl die Zusammenhänge die gleichen sind, weil sich $I_{CEO_{T1}}$ jetzt unter 0,1 µA halten läßt. Dagegen wirkt sich die doppelte Basisschwellenspannung bei Siliziumhalbleitern oft sehr störend aus. Der mit Si-Typen bestückte *Darlington*-Transistor benötigt immerhin etwa 1,2 bis 1,4 V Basisspannung, um überhaupt einen Basisstrom fließen zu lassen — in Schaltungen mit geringen Betriebsspannungen kann das schon problematisch sein.

Die Komplementärtechnik bietet in diesem Fall einen günstigen Ausweg. Bild 3.9c zeigt die *Darlington*-Stufe in Komplementärschaltung. Prinzipiell kann auch T1 ein pnp-Typ, T2 ein npn-Typ sein, die bei C angelegte Kollektorspannung für die *Darlington*-Stufe (nach Bild 3.9c positiv) müßte dann negativ sein.

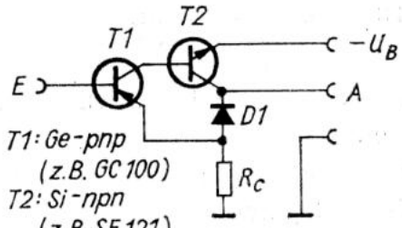
Die Bestückung mit einem npn-Typ für T1 hat für den DDR-Amateur den Vorteil, einen sehr reststromarmen Si-npn-Transistor verwenden zu können. Die eingangs genannten Zusammenhänge gelten gleichermaßen auch bei der Variante nach Bild 3.9c. Da man den I_{CEO}-Einfluß von T1, wenn dieser ein Si-Typ ist, vernachlässigen kann, hat die Kombination dann (einen Ge-Standardtyp für T2 angenommen) praktisch nur den für T2 allein gültigen Reststrom von größenordnungsmäßig etwa 0,1 mA (vorteilhaft sind in jedem Fall reststromarme Transistorexemplare). Soll die Kombination mit einem pnp-Typ für T1 und einem npn-Typ für T2 bestückt werden, dann müssen allerdings beide Transistoren Si-Halbleiter sein.

Die Kombination nach Bild 3.9c läßt sich beispielsweise mit einem *SC 206, SS 216, SF 131* o. ä für T1, einem *GC 100, GC 121, GC 301* o. ä. für T2 zusammensetzen. Sie hat näherungsweise den Stromverstärkungsfaktor $\beta_{ges} \approx \beta_{T1} \cdot \beta_{T2}$, jedoch (bei einwandfreiem T1-Exemplar) etwa nur den Reststrom $I_{CEO_{T2}}$ und nur die einfache Basisschwellenspannung U_{BET1} mit dem für Si-Halbleiter typischen Wert um 0,6 V. Damit vermeidet die Komplementär-*Darlington*-Schaltung weitgehend die zu Bild 3.9a und Bild 3.9b genannten Nachteile.

Für Impedanzwandler (siehe u. a. [2]) sind Transistoren mit sehr hohem β-Wert erforderlich, weshalb sich die *Darlington*-Schaltung für Impedanzwandlerstufen anbietet. Bild 3.10



$R_b1 \approx \beta_{T1} \cdot \beta_{T2} \cdot R_C$ ($\hat{=} U_B/2$ an Koll. T2)
R_b2 auf $J_C << 50\mu A$ bei $R_b1 \to \infty$ ($R_b2 \approx 1 \ldots 10 k\Omega$)
a)



b)

Bild 3.10 Impedanzwandler-Prinzipschaltung (a) und Prinzipschaltung eines temperaturkompensierten Impedanzwandlers, dessen Ausgangspotential dem Eingangspotential entspricht (b). Die Schaltung nach b ist zur Übertragung von Gleichspannungspotentialen geeignet

zeigt 2 derartige Komplementär-*Darlington*-Impedanzwandler. In der Regel wird die Schaltung nach Bild 3.10a benutzt. Sie liefert nicht, wie man auf den ersten Blick annehmen könnte, eine Spannungsverstärkung, sondern ihr Verstärkungsfaktor liegt wegen der extremen Gegenkopplung über R_c etwas unter 1. Der Eingangswiderstand dieser Schaltung an der Basis T1 beträgt näherungsweise $R_e \approx \beta_{T1} \cdot \beta_{T2} \cdot R_c$; zu R_e parallel wird noch R_b1 wirksam. Der Ausgangswiderstand bei A kann vom Praktiker mit maximal dem Wert R_c angesetzt werden (zur exakten Berechnung s. auch [3]). R_c wird nach Bedarf und Anwendungsfall festgelegt; aus ihm und der Speisespannung $+U_b$ ergibt sich I_c. Dieser Strom soll in der Weise festgelegt werden, daß über R_c etwa die halbe Betriebsspannung abfällt $\left(I_c = \frac{U_b}{2 \cdot R_c}\right)$. Entsprechend dem notwendigen Strom I_c wird dann R_b1 bemessen, dessen Wert stark von den Stromverstärkungsfaktoren für T1 und T2 abhängt: $R_b1 \approx \beta_{T1} \cdot \beta_{T2} \cdot R_c$. Für R_b1 ergeben sich also i. a. sehr hohe Werte

(einige Megaohm), womit der Einfluß von R_b1 auf den resultierenden Eingangswiderstand in tragbarem Rahmen bleibt. R_b2 ist vom Prinzip her (bzw. wenn T1 ein pnp-Si-Typ ist; auf jeden Fall die vorteilhaftere Lösung) nicht erforderlich. Falls der Amateur einen Ge-pnp-Typ für T1 nehmen muß, kann — zunächst ohne R_b1 — R_b2 nach Versuch in der Weise bemessen werden, daß bei der höchsten zu erwartenden Umgebungstemperatur I_c maximal etwa 50 µA beträgt. Richtwert für R_b2 sind etwa 1 bis 10 kΩ. Erst danach wird R_b1 dimensioniert. Die Schaltung nach Bild 3.10a hat den Vorteil, daß die Ausgangsspannung gegen Masse abgenommen wird. Es läßt sich aber auch bei gleicher positiver Betriebsspannung die Kombination nach Bild 3.9c einsetzen, so daß T1 ein npn-Si-Typ, T2 ein (dann problemloser) pnp-Ge-Typ sein kann. Anschluß C ist dann jedoch direkt mit $+U_b$ zu verbinden, R_c wird zwischen E (Bild 3.9c) und Masse gelegt, R_b1 (Bild 3.10a) ist gegen $+U_b$ zu schalten. Es ergibt sich auf diese Weise die vom Einzeltransistor her bekannte, u. a. auch in [1] und [2] vielfach angewandte Impedanzwandlerschaltung. R_b2 entfällt in diesem Fall.

Eine interessante Abwandlung zeigt Bild 3.10b. Die Schaltung (und alle Dimensionierungsdetails) entsprechen Bild 3.10a, jedoch liegt der Pluspol der Speisespannung und somit auch R_c an Masse. Zusätzlich ist Diode D1 eingefügt worden. Der Ausgangswiderstand kann näherungsweise wieder mit R_c gleichgesetzt werden, den Strom I_c durch R_c stellt man z. B. auf 2 bis 3 mA ein. Diese Schaltung ist vorwiegend als Impedanzwandler zur Übertragung von Gleichspannungspotentialen bestimmt. Für T1 wird ein extrem reststromarmer pnp-Ge-Typ benutzt. D1 ist eine Ge-Diode, die den Zweck hat, die Basis-Emitter-Schwellenspannung von T1 gegenläufig zu kompensieren, so daß das Ausgangspotential bei A näherungsweise (mit einem maximalen Fehler von $\pm$ 0,1 V) dem bei E anliegenden Eingangspotential entspricht. R_b1 entfällt aus letztgenanntem Grund. R_c wird nach dem bei E erwarteten mittleren Eingangspotential und

dem vorgesehenen Strom I_c bemessen $\left(R_c \approx \frac{U_A}{I_{RC}}\right)$. Der Temperaturkoeffizient von D1 kompensiert gleichzeitig den entsprechenden Temperaturkoeffizienten von T1, so daß dieser Impedanzwandler auch gute Stabilität gegen Temperaturschwankungen aufweist (restlicher Temperaturkoeffizient der Schaltung maximal etwa 2 mV/°C). Die Eingangsspannung bei E muß über 0,3 bis 0,4 V liegen und darf maximal etwa 1 V weniger als die Betriebsspannung $-U_b$ betragen. Der Eingangswiderstand dieser Schaltung, die sich damit auch vorteilhaft für Meßgeräte und vergleichbare Zwecke verwenden läßt, beträgt $R_e \approx \beta_{T1} \cdot \beta_{T2} \cdot R_c$.
Bild 4.8 zeigt eine Anwendung dieser Schaltung, wobei der pnp- und npn-Typ vertauscht worden sind. Die Betriebsspannung ist somit positiv. Für T1 (nach Bild 4.8: T3) wurde ein npn-Si-Typ benutzt. Die Diode (D2 nach Bild 4.8) ist demzufolge eine Si-Diode — das Prinzip nach Bild 3.10b läßt sich also auch für die umgekehrte Polarität verwenden, wenn darauf geachtet wird, daß T1 und D1 stets aus gleichem Halbleitermaterial und möglichst auch nach ähnlicher Technologie gefertigt sind.

4. Komplementärschaltungen in der allgemeinen Elektronik

4.1. Ankopplung von Lastschaltstufen an vorhandene Steuerschaltungen

Komplementäre Transistoren ermöglichen es, einen zu schaltenden Ausgang bzw. Verbraucher nach Bedarf gegen Masse oder gegen Betriebsspannungspotential zu schalten. Bild 4.1 soll das verdeutlichen. Als Beispiel wird ein Multivibrator angenommen (T1, T2), der in dieser Form sehr oft als Taktgeber für die Ansteuerung von Relais, Blinklampen usw. benutzt wird (z. B. in [1]). Als Verbraucher sei ein Relais angenommen. Es wird oft statt eines Kollektorwiderstandes R_c eingeschaltet und liegt dann einpolig an der Betriebsspannung. Bild 4.1a zeigt diese Schaltung für pnp-Transistoren und negative Betriebsspannung; Bild 4.1b stellt das Gegenstück für npn-Transistoren und positive Betriebsspannung dar. Ein bei R_c eingeschalteter Verbraucher hat den Nachteil, daß T2 für seinen Strombedarf bemessen und dann oftmals schon ein Leistungstransistor sein muß. Vor allem erschwert der meist recht niedrige Widerstand des Verbrauchers bei R_c eine günstige Dimensionierung des Multivibrators (kleine Kondensatoren, s. dazu [1]). Deshalb sieht man meist einen 3. Transistor für die Lastschaltung

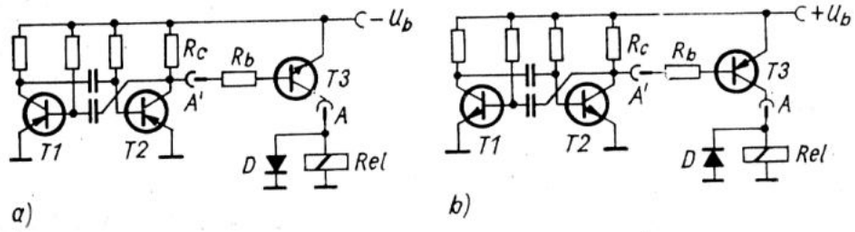


Bild 4.1 Zur Ankopplung von Lastschaltstufen (T3, Rel) an vorhandene Transistorschaltungen. Bei pnp-Transistorschaltungen ermöglicht ein npn-Transistor den Anschluß der Last gegen Masse (a), bei npn-Schaltungen wird ein pnp-Transistor benutzt (b)

vor (T3). Wird dieser nun komplementär zu den Transistoren des Multivibrators gewählt, dann kann der Verbraucher Rel gegen Masse geschaltet werden, was schaltungstechnisch oftmals günstiger ist (am Ausgang A läßt sich statt des Relais dann auch eine weitere Schaltungseinheit anfügen, die in diesem Fall mit dem Taktgeber T1, T2 gemeinsames Massepotential haben kann). Widerstand R_c läßt sich jetzt wesentlich hochohmiger wählen. Falls die Schaltstufe T3 dem Taktgeber fest zugeordnet ist, übernimmt der Basisvorwiderstand R_b die Funktion von R_c. R_c entfällt dann. R_b wird unter Einbeziehung einer genügenden Sicherheit für die volle Durchsteuerung von T3 zu maximal $(0{,}5 \ldots 0{,}6) \cdot \beta_{T3} \cdot R_{Rel}$ bemessen, wobei R_{Rel} der Widerstand des zu schaltenden Verbrauchers ist. Bei anderen Anwendungen muß man sinngemäß in der Weise dimensionieren, daß für T3 der am Ausgang A benötigte Kollektorstrom auftritt. Die entsprechende Schaltstufe kann auch nachträglich aufgebaut und jeweils am Ausgangsanschlußpunkt A' des vorhandenen Schaltungsteils angeschlossen werden. Im gezeigten Beispiel läßt sich dann der ganze Taktgeber, vom Wert für $R_b = R_c$ ausgehend, weit hochohmiger dimensionieren ([1]), so daß sich für gleiche Taktzeiten um mindestens eine Größenordnung kleinere Kapazitätswerte ergeben und die Belastung von T1, T2 sehr gering bleibt. Außer für das gezeigte Beispiel ist diese Anschlußweise z. B. auch für die Kombination von Dämmerungsschaltern mit nachgeschalteten Geräten (Beispiele in [1]) sehr vorteilhaft.
T3 ist bei der mit Ge-pnp-Transistoren bestückten Schaltung (Bild 4.1a) ein npn-Si-Typ, bei einer mit npn-Si-Transistoren (Bild 4.1b) aufgebauten Schaltung demzufolge ein pnp-Typ (im allgemeinen genügt ein Germaniumtransistor). Die Belastbarkeit von T3 richtet sich nach dem Verbraucher (wobei Relais auch in diesem Fall mit der Freilauf-Paralleldiode zu versehen sind; für D — gemäß Bild 4.1 — genügen übliche Germaniumtypen). Der β-Wert von T3 ist nur insofern von Interesse, als er zusammen mit U_b den für R_b maximal möglichen Wert bestimmt. Als Universaltypen für derartige Anwendungen bei T3 eignen sich:

SF 126 bis *SF 128* (Bild 4.1a) bzw. *GC 301* (Bild 4.1b) für Verbraucherströme bis maximal 0,5 A.

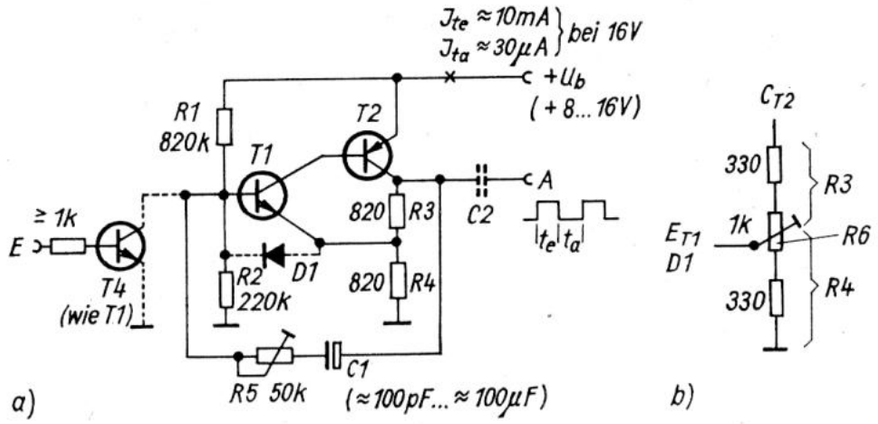
4.2. Impulsschaltungen

Die folgenden Abschnitte 4.2.1. bis 4.2.4. zeigen, wie die häufig benötigten Grundschaltungen in Komplementärtechnik ausgeführt werden können. Gegenüber den für gleiche Zwecke bestimmten gleichnamigen Grundschaltungen mit Transistoren nur eines Leitungstyps ([1]) haben Komplementärschaltungen u. a. den Vorteil, während eines der beiden möglichen Betriebszustände — dem Ruhezustand — nahezu keinen oder nur einen sehr geringen Strom (µA-Bereich) aufzunehmen, sie arbeiten also sehr stromsparend. Das kann besonders für batteriebetriebene Geräte sehr wichtig sein.

4.2.1. Astabiler Multivibrator

Bei der Verstärkergrundschaltung nach Bild 3.1 liegen Eingangs- und Ausgangsspannung in Phase. Durch Rückführen des Ausgangs auf den Eingang kann daher eine Rückkopplung erreicht werden. Erfolgt sie über einen Kondensator, so beginnt die Schaltung selbständig zu schwingen.
Bild 4.2a zeigt den Stromlaufplan eines Komplementärmultivibrators, der zur Erzeugung von Rechteckschwingungen in einem sehr weiten Frequenzbereich sowie als Taktgeber geeignet ist und sich damit vorteilhaft an Stelle der dem Amateur bisher geläufigen Schaltungen verwenden läßt. Die wichtigsten Dimensionierungshinweise für den Praktiker sind in Bild 4.2 mit angegeben. Am Ausgang A kann — bei Bedarf über einen Koppelkondensator C2 — die Rechteckspannung gegen Masse abgenommen werden.

Funktionsweise
Beim Anlegen der Betriebsspannung $+ U_b$ sind zunächst T1



T1: SF 121 o.ä. ($\beta \geq 80$) (T4 wie T1; $\beta \geq 20$)
T2: GC 100, GC 121 o.ä. ($\beta \geq 50$; $J_{ceo} < 0{,}6mA$)
(oder KF 517 o.ä. pnp-Si)
D1: SAY 15... 32 o.ä.

$t_e \approx 0{,}7...1{,}5 \cdot C1 \cdot (R5+R4)$
t_a (mit D1) $\approxeq t_e$
t_a (ohne D1) $\approx 0{,}7...1{,}5 \cdot C1 \cdot [R3+R4+R5+(0{,}7R1 \| R2)]$
$f = \frac{1}{t_e+t_a}$ (kHz, ms, kΩ, µF)

Bild 4.2 Astabiler Komplementärmultivibrator (a) und Schaltungsergänzung für genauen Tastverhältnisabgleich auf 1 : 1 (b). Dem Multivibrator kann die Lastschaltstufe nach Bild 4.3 nachgesetzt werden; über T4 ist eine externe Blockierung möglich

und T2 gesperrt. Über R1, R5, C1, R3, R4 wird C1 aufgeladen. Sobald die Spannung an der Basis T1 so weit gestiegen ist, daß T1 zu öffnen beginnt, öffnet auch T2 und legt C1 an $+U_b$. Der dabei über T2, C1, R5, T1, R4 einsetzende kräftige Ladestrom sorgt für sofortige volle Öffnung beider Transistoren. An R3 (Ausgang A) liegt in dieser Phase annähernd die volle Betriebsspannung. Sobald C1 geladen ist, sinkt das Basispotential für T1 auf den durch R1/R2 vorgegebenen Wert, womit T1 und T2 zu schließen beginnen (am Emitter T1 war zuvor gemäß dem Verhältnis R3/R4 etwa die halbe Betriebsspannung vorhanden; das vom Basisteiler R1/R2 bereitgestellte Potential liegt unter diesem Wert!). Am Kollektor T2 sinkt somit die Spannung ab. Dieser negative Spannungssprung wird über C1, R5 auf

T1 übertragen und sperrt T1, T2 sofort völlig. In dieser 2. Phase — T2 gesperrt, A über R3, R4 an Massepotential — verharrt der Multivibrator (wobei die Schaltung nur noch den durch R1 + R2 gegebenen Querstrom zuzüglich Kollektorreststrom T2 aufnimmt; mit der in Bild 4.2a angegebenen Dimensionierung sind das, wenn T2 ein Si-Typ ist, maximal etwa 30 µA!). C1 wird jetzt auf dem eingangs genannten Stromweg über R1, R5, R3, R4 umgeladen, bis T1 erneut öffnet.

Die Einschaltdauer t_e (T1, T2 geöffnet, Potential an A annähernd gleich $+U_b$) hängt, wie die in Bild 4.2 angegebenen Näherungsgleichungen zeigen, außer vom Kapazitätswert vorwiegend von R5 ab. Wenn sehr kurze Ausgangsimpulse gefordert sind, darf R5 = 0 werden, t_e ergibt sich dann (mit einer von Betriebsspannung und Exemplardaten der Transistoren bedingten Streuung) aus C1 und R4. R4 wirkt gleichzeitig strombegrenzend, so daß T1 nicht durch zu starke Kondensatorladeströme gefährdet werden kann.

Für die Ausschaltzeit t_a (T1, T2 gesperrt) ergeben sich 2 Möglichkeiten: Ohne D1 gelten der bereits erläuterte Stromweg und die dafür in Bild 4.2 angegebene Näherungsgleichung. Wird R5 = 0, dann eignet sich, wie ein Rechenbeispiel zeigt, die Schaltung zum Erzeugen kurzer Einschaltimpulse mit erheblich längeren Pausenzeiten. Das ist für Taktgeber sehr von Vorteil in Hinblick auf Betriebsstromersparnis. Wie die Funktionsbeschreibung und die Näherungsgleichungen zeigen, ist die Pausenzeit stets länger als die Einschaltzeit. Falls für Sonderfälle eine exakte Rechteckschwingung mit dem Tastverhältnis 1 : 1 ($t_e = t_a$) benötigt wird, kann man Diode D1 vorsehen. Die Pausenzeit t_a entspricht dann näherungsweise bereits t_e und wird ebenfalls nach der für t_e angegebenen Formel berechnet. Wenn die dabei verbleibende geringfügige Abweichung vom Tastverhältnis 1 : 1 noch stört, läßt sich die Schaltung nach Bild 4.2b ergänzen. R3, R4 werden durch das Potentiometer R6 ersetzt, an dessen Schleifer Emitter T1 und D1 liegen. Die jeweilige Potentiometerhälfte bildet mit dem ihr vorgeschalteten Widerstand R3 bzw. R4, deren Verhältnis somit

gegenläufig geändert werden kann. Mit R6 wird dann auf exaktes Tastverhältnis 1 : 1 abgeglichen. Die Schaltung läßt sich mit C1 grob auf den benötigten Frequenzbereich festlegen und mit R5 bedarfsweise fein abgleichen. Falls nur eine Festfrequenz benötigt wird, deren genauer Wert nebensächlich ist, kann R5 entweder entfallen oder mit etwa 33 kΩ als Festwert vorgesehen werden. Die letzte Variante hat den Vorteil, für eine gegebene Frequenz mit einem kleineren Kapazitätswert auszukommen.

Die Frequenz ist — wenn t_e und t_a festliegen — mit der in Bild 4.2 angegebenen Formel zu berechnen. Mit C1 = 1 µF ergeben sich etwa 10 Hz; mit 10 nF kann die Schaltung als Tongenerator (etwa 1 kHz) eingesetzt werden; mit 100 µF ergibt sich ein Taktintervall von etwa 10 s. Zu beachten ist, daß C1 — falls ein Elektrolytkondensator benutzt wird — sehr reststromarm sein muß. Nach Möglichkeit sollten statt Elektrolytkondensatoren Foliekondensatoren verwendet werden.

Die Schaltung erlaubt den Anschluß von Verbrauchern unmittelbar bei A (sie werden durch T2 mit geschaltet und sind zwischen A und Masse zu legen), wobei T2 bezüglich seiner Grenzdaten dafür ausgelegt sein muß. Zweckmäßiger ist eine bei A anzuschließende Schaltstufe, die zugleich Rückwirkungen vom Verbraucher auf den Multivibrator vermeidet. Bild 4.3 zeigt diese Ergänzung zu Bild 4.2. T3 ist entsprechend den Verbraucherdaten (in diesem Fall Rel, je nach Zweck auch Blinklampe usw.) auszulegen. Da der Verbraucher im Emitterkreis von T3 — der als Impedanzwandler arbeitet — liegt, entfällt ein besonderer Basisvorwiderstand für T3.

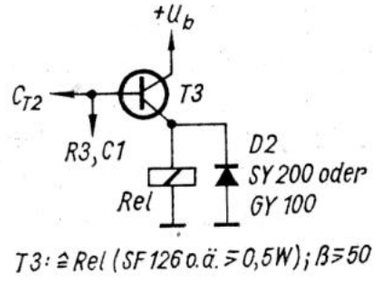


Bild 4.3 Lastschaltstufe zur Steuerung einer Last (im Beispiel ein Relais) durch Multivibratoren gemäß Bild 4.2 und ähnliche Schaltungen (T3 ist ein npn-Typ)

Die Schaltung dieses Multivibrators läßt sich weitgehend variieren. Beispielsweise ist eine Synchronisation mit anderen Taktgebern sehr leicht und zuverlässig möglich. Die Synchronimpulse werden dann über einen kleinen Kondensator (einige 100 pF) auf die Basis T1 eingekoppelt (R5 muß dabei > 1 kΩ sein). Eine weitere Möglichkeit ist in Bild 4.2a punktiert dargestellt (T4). Wenn die Basis von T1 an Masse gelegt wird, ist der Multivibrator im Aus-Zustand blockiert. Beim Ansteuern von T4 über E setzen also die Schwingungen aus. Das kann für optische Steuerungen (Dämmerungsschalterprinzip), Feuchtemelder und ähnliche Kontrollzwecke angewendet werden. Falls Schaltkontakte verfügbar sind, kann T4 entfallen und der Kurzschluß parallel zu R2 über Kontakt erfolgen. In dieser Form eignet sich die Schaltung z. B. für Diebstahl-, Einbruch- oder Wegnahmesicherungen (Prinzip der Ruhestromschleife). C1 wird mit etwa 10 nF bemessen, eventuell läßt sich die Schaltstufe mit T3 (Bild 4.3) verwenden, die an Stelle des Relais einen Lautsprecher erhält (Diode D2 entfällt dabei). Bei Aufheben des Kurzschlusses über R2 ertönt der Lautsprecher. Der Ruhestrombedarf kann bei dieser Anwendung, wenn T2 reststromarm ist, unter 0,1 mA gehalten werden. Bei Verwendung des in Bild 4.3 angegebenen Transistortyps soll der Lautsprecher mindestens 15 Ω haben, die Betriebsspannung wird mit maximal 8 V gewählt. Ein Lautsprecherübertrager ist dann entbehrlich.

4.2.2. Monostabiler Multivibrator (Mono-Flop)

Den Stromlaufplan eines monostabilen Komplementärmultivibrators, der auf einen Auslöseimpuls mit einem einmaligen Ausgangsimpuls konstanter Länge reagiert, zeigt Bild 4.4. Dieser Multivibrator ist dem nach Bild 4.2 verwandt. Im Ruhezustand liegt Ausgang A über R2, R3 auf Massepotential, der Ruhestrom entspricht dem Kollektorrest-

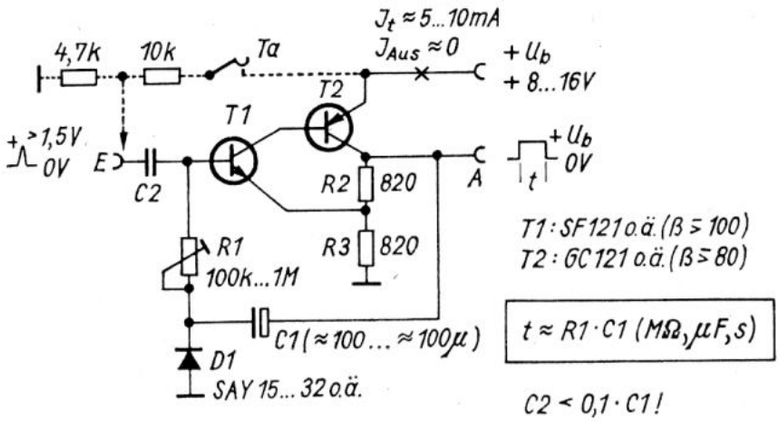


Bild 4.4 Komplementärer monostabiler Multivibrator (Mono-Flop). Zu Ta und punktierter Ergänzung s. Abschnitt 4.4.

strom von T2 und kann, wenn dieser ein pnp-Si-Typ ist, gleich Null gesetzt werden. Zur Auslösung wird an Eingang E ein kurzer positiver Impuls (Amplitude mindestens 1,5 V) gelegt. C2, R3 wirken als Differenzierglied für den Triggerimpuls. T1, T2 öffnen, Ausgang A erhält annähernd Speisespannungspotential. Über C1, R1 werden T1 und T2 geöffnet gehalten, bis C1 geladen ist. Mit abklingendem Ladestrom (C1 soll, falls Elektrolytkondensator, reststromarm sein) kippen beide Transistoren schlagartig wieder in den Sperrzustand zurück. C1 wird danach über D1, R2, R3 entladen. D1 hat den Zweck, die Erholzeit des Mono-Flops zu verringern. Die Erholzeit, nach der der Mono-Flop erneut auslösebereit ist, kann näherungsweise mit etwa $3 \cdot C1 \cdot (R2 + R3)$ angesetzt werden (Maßeinheiten in kΩ, µF, ms). Trifft vor Ablauf der Erholzeit ein erneuter Auslöseimpuls bei E ein, so reagiert der Mono-Flop mit verkürzter Haltezeit t oder auch gar nicht. Die Haltezeit t entspricht näherungsweise der in Bild 4.4 angegebenen Formel. t wird mit C1 grob festgelegt. Mit R1 kann bei Bedarf feinabgeglichen werden, jedoch soll $R1 > 10\,k\Omega$ sein. Der für R1 mögliche Höchstwert hängt von den β-Werten für T1, T2 und der Betriebsspannung ab (die eventuell auch weniger als 8 V betragen kann).

4.2.3. Bistabiler Multivibrator (Flip-Flop)

Zweck und Anwendung bistabiler Flip-Flop sind inzwischen auch dem Amateur aus einschlägigen Veröffentlichungen geläufig. Bild 4.5 zeigt den Stromlaufplan eines Komplementär-Flip-Flop. Während beim Flip-Flop mit 2 gleichartigen Transistoren stets einer von beiden Transistoren leitend ist — und damit immer eine entsprechende Ruhestromaufnahme besteht — hat der Ruhestrom der Komplementärschaltung wieder einen Wert nahe Null (bzw. entspricht dem Reststrom von T2). Es zeigt sich jedoch, daß Komplementärschaltungen nicht in jedem Fall mit der Schaltung mit gleichartigen Transistoren vergleichbar oder statt derer verwendbar sind.

Der Komplementär-Flip-Flop nach Bild 4.5 wird am Eingang E mit positiven Spannungssprüngen eingeschaltet, mit negativen Spannungssprüngen ausgeschaltet (Eingangsspannungsamplitude mindestens etwa 1,5 V). Er ist deshalb nicht ohne weiteres für Zählschaltungen, jedoch sehr gut für Speicher- und ähnliche Zwecke geeignet, bei denen auf einen Auslöseimpuls hin der zugeordnete Schaltzustand gehalten werden soll. (Vergleich: Relais mit Selbsthaltung). Im Gegensatz zum „klassischen" Flip-Flop, der beim Einschalten

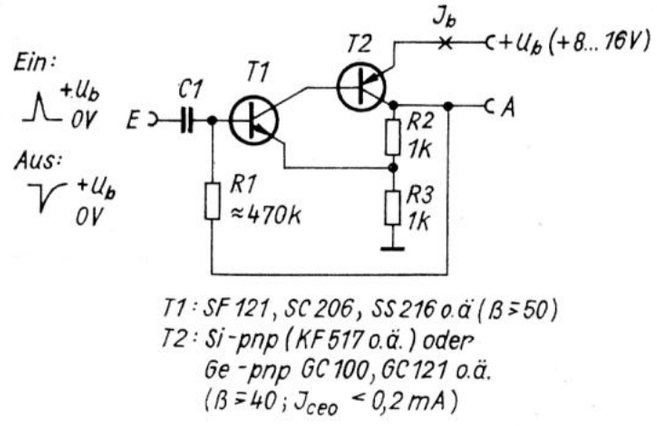


Bild 4.5 Komplementärer bistabiler Multivibrator (Flip-Flop). Diese Schaltung ist vorzugsweise für Speicherzwecke, jedoch nicht ohne weiteres für Zähler und Frequenzteiler geeignet

der Speisespannung $+U_b$ zunächst eine nicht vorhersehbare Stellung einnimmt, befindet sich der Komplementär-Flip-Flop nach Bild 4.5 beim Anlegen von $+U_b$ stets in Aus-Stellung (T1, T2 gesperrt, Potential bei A = 0). Ein „Rückstellen" mehrerer vorhandener Flip-Flop, um sie sämtlich in gleiche Lage zu bringen, läßt sich demzufolge sehr einfach durch kurzes Unterbrechen der Speisespannung erreichen.

Zunächst sind T1, T2 gesperrt. Negative Impulse an E bleiben somit ohne Wirkung. Gelangt ein positiver Spannungssprung von E über C1 an die Basis T1, so öffnen T1 und T2, Ausgang A nimmt annähernd Potential $+U_b$ an und über R1 werden T1 und T2 geöffnet gehalten. Die Ausschaltung geschieht durch Anlegen eines negativen Spannungssprungs (oder Massepotential) an E. Dadurch wird über C1 T1 gesperrt, T2 schaltet A ab und der Haltestrom über R1 entfällt, so daß T1, T2 gesperrt bleiben. Das Potential bei A kennzeichnet den Speicherzustand, eventuell kann auch ein Verbraucher (z. B. Signalglühlampe 12 V/50 mA, Leuchtdiode mit Vorwiderstand o. ä.) direkt — bzw. über eine Schaltstufe nach Bild 4.3 — angeschlossen werden. Der bei I_b je nach Zustand vorhandene oder nicht vorhandene Stromfluß (bei nicht beschaltetem Ausgang A ist $I_b = \left(\frac{+U_b}{R2+R3}\right)$ läßt sich eventuell auch als Anzeigekriterium benutzen (dabei Reststromeinfluß von T2 beachten). Schließlich kann z. B. R3 selbst ein Anzeigeorgan sein (Relais mit Paralleldiode, das bei $0{,}5 \cdot U_b$ anziehen muß; einzuhalten ist die Bedingung R2 = R3).

Im Gegensatz zu Multivibratoren mit Transistoren gleichen Leitungstyps wird dieser Flip-Flop also über einen einzigen Eingang, aber mit Impulsen verschiedener Polarität, ein- und ausgeschaltet. Das kommt vielen Schaltungsanwendungen entgegen.

Werden alle Widerstände auf den halben Wert verringert (der für R1 mögliche Höchstwert hängt von U_V und β beider Transistoren ab), dann kann man die Schaltung auch

mit 5 V betreiben. Dieser Fall wird für den Amateur im Zusammenhang mit TTL-Schaltkreisen (Bastlerbeutel Nr. 8, *D-10*-Schaltkreise) von Interesse sein. Falls vom Ausgang A ein TTL-Gattereingang direkt angesteuert werden soll, sind R2, R3 auf je 270 Ω festzulegen. R1 kann etwa 22 bis 68 kΩ betragen. U_b entspricht der TTL-Stromversorgung (+ 5 V). Die Schaltung nach Bild 4.5 läßt sich dann z. B. als Kontaktprellschutz einsetzen (mechanische Einschaltung über Taste von E nach $+U_b$, Ausschaltung von E nach Masse möglich). Da für Eingang E ein Spannungssprung von 1,5 bis 2 V ausreicht, kann E unmittelbar von einem TTL-Gatterausgang angesteuert werden. Der Wert für C1 ist unkritisch, richtet sich nach der Steilheit der bei E angelegten Impulsflanke und wird gegebenenfalls nach Versuch bemessen (Richtwert: 100 pF bis 1 nF). Legt man an Stelle von C1 einen Widerstand [Wert: $\approx (0{,}1 \ldots 0{,}9) \cdot$ R1] in Serie mit der Eingangsspannung, so zeigt die Schaltung (mit Abgleich von R1 auf optimales Schaltverhalten) die Eigenschaften eines Stromtriggers (s. [1]) in Komplementärtechnik. Die Schaltung ist dann als Impulsformer und Schwellwertschalter verwendbar.

4.2.4. Komplementäre *Schmitt*-Trigger

Triggerschaltungen (Schwellwertschalter, Impulsformer) werden vom Amateur ebenfalls oft benötigt [1]. Ein komplementärer Stromtrigger läßt sich aus der Schaltung nach Bild 4.5 ableiten, wenn C1 durch einen Widerstand ersetzt wird. Im folgenden werden 2 komplementäre *Schmitt*-Trigger gezeigt.

Die Schaltung nach Bild 4.6a erfordert relativ wenig Bauelemente und nimmt im Aus-Zustand keinen Speisestrom auf (bzw. nur Reststrom von T2). R_L ist symbolisch der Verbraucherwiderstand (Relais mit Paralleldiode, Lampe o. ä.). Im Aus-Zustand sind T1, T2 gesperrt (Eingangsspannung E nahe Null), R_L ist stromlos, am Ausgang A liegt annähernd die Betriebsspannung $+U_b$ an. Sobald die Ein-

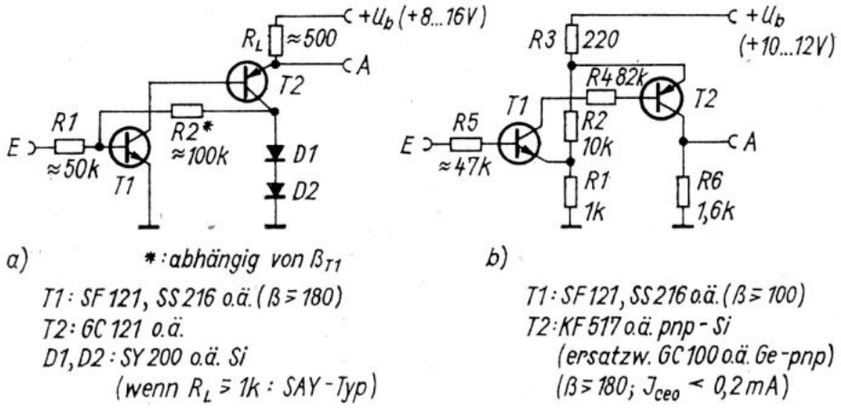


Bild 4.6 Komplementärer *Schmitt*-Trigger mit sehr geringem Ruhestrombedarf (a) und andere Schaltungsvariante eines Komplementär-*Schmitt*-Triggers mit Emitterspannungsteiler (b)

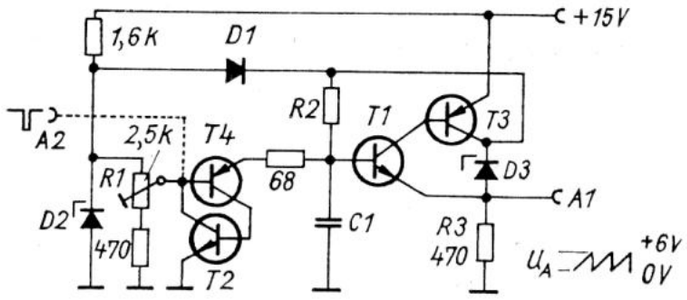
gangsspannung E den Schwellwert der Anordnung übersteigt, steuern T1, T2 durch. Der über D1, D2 fließende — von R_L bestimmte — Laststrom bewirkt an den Dioden einen Spannungsabfall von etwa 1,5 V, der über R2 rückgekoppelt T1 sofort voll öffnet. R2 muß in der Weise bemessen sein, daß sein Stromfluß allein nicht zur völligen Durchsteuerung von T1, T2 ausreicht. Sinkt die Eingangsspannung bei E wieder ab, so kommt es demzufolge (auch durch Spannungsteilung über R2, R1) zum Schließen von T1, T2 und Fortfall der Spannung über D1, D2, womit T1 sofort voll sperrt. Für R_L muß man beachten, daß im Ein-Zustand die Spannung an R_L etwa 1,6 V geringer als U_b ist; diese Spannung liegt an A im Ein-Zustand als Restspannung an. T2 muß für die mit R_L und U_b gegebene Belastung bemessen sein. Ein — für den Amateur tragbarer — Nachteil dieser Schaltung besteht darin, daß R2 und auch R1 je nach den β-Werten der benutzten Transistoren festgelegt (abgeglichen oder mit Festwerten ausprobiert) werden müssen. Die Dioden D1, D2 lassen sich auch durch einen weiteren Festwiderstand (Wert erproben, Richtwert 10 bis 100 Ω) ersetzen, dessen Wert u. a. vom bei R_L vorhandenen Widerstandswert abhängt.

Eine andere Schaltungsart für einen *Schmitt*-Trigger zeigt

Bild 4.6b. Die Schaltung ist für eine vorgegebene Speisespannung dimensioniert worden und gilt bezüglich der β-Werte der Transistoren — solange die in Bild 4.6b angegebenen Mindestwerte eingehalten werden — als weniger kritisch. Durch den Spannungsteiler R3, R2, R1 bedingt, nimmt diese Schaltung auch im Aus-Zustand etwa 1 mA Strom auf. Am Ausgang A kann — zum Schalten von Lasten — z. B. die Schaltstufe nach Bild 4.3 nachgesetzt werden. Die Einschaltspannung bei E beträgt etwa 1,7 V, die Ausschaltspannung etwa 1,2 V. Für die Ausgangsspannung bei A gilt im Ein-Zustand etwa $0{,}8 \cdot U_b$, im Aus-Zustand ist sie (bei einem Si-Typ für T2) etwa Null; bei einem Ge-Typ für T2 bewirkt der Reststrom an R6 dann noch einen Spannungsabfall von maximal etwa 0,3 V. Maßgebend für die Rückkopplung des Triggers ist R3. Da sein Wert im Zusammenhang mit R6 steht, muß R3 eventuell etwas abgeändert werden, wenn bei A eine Last angeschlossen wird, die parallel zu R6 den resultierenden Kollektorwiderstand von T2 wesentlich unter 1,6 kΩ senkt. Eventuell empfiehlt sich für R3 ein Einstellregler, mit dem auch ein Abgleich der Hysterese (Differenz zwischen Einschalt- und Ausschaltspannung an E) möglich ist. Bei zu geringem Wert für R3 erfolgt kein Kippvorgang. Der Trigger „schleicht" dann, d. h., die Ausgangsspannung bei A folgt der Eingangsspannung proportional und kann dabei Zwischenwerte annehmen, was bestimmungsgemäß unerwünscht ist.

4.2.5. Sägezahngenerator

Mit einer Komplementärschaltung nach Bild 4.7 lassen sich Sägezahnschwingungen guter Linearität mit sehr geringem Bauelementeaufwand erzeugen. Sie sind am Ausgang A1 mit einer Amplitude von etwa 6 V abnehmbar. Zusätzlich stehen — verwendbar z. B. zum Synchronisieren weiterer Generatoren — am Ausgang A2 schmale Impulse sehr kurzer Dauer mit etwa gleicher Amplitude zur Verfügung, die jeweils mit der steilen Rückflanke des Sägezahns zusam-



T1, T2: SC 206 f o.ä. ($\beta > 180$)
T3: GC 301 o.ä. $\geq$ 0,4 W ($\beta \geq 60$)
T4: GC 100, GC 121 o.ä. ($\beta \geq 30$; $J_{ceo} < 0{,}2$ mA)
D1: SAY 15 ... 32 o.ä. Si
D2: Z-Diode $\approx$ 6,1 V (SZX 19/6,1 o.ä.) 250 mW
D3: Z-Diode $\approx$ 6,1 V (SZ 600/6,1 o.ä.) 1 W

Bild 4.7 Sägezahngenerator mit guter Linearität

menfallen. Falls (z. B. für elektronische Musikinstrumente) mit diesen Impulsen weitere gleichartige Generatoren synchronisiert werden sollen, benötigt die Schaltung nach Bild 4.7 noch einen — nicht gezeichneten — Synchronisiereingang. Man führt in diesem Fall den 470-Ω-Widerstand zwischen R1 und Masse als Potentiometer (500 Ω) aus (Potentiometerenden statt 470 Ω einschalten) und legt an dessen Schleifer über einen kleinen Kondensator (100 pF bis 1 nF) mit Serienwiderstand 1 kΩ die von A2 des vorhergehenden Generators abgenommenen Synchronimpulse an. Mit diesem 500-Ω-Potentiometer kann dann der Synchronisiergrad eingestellt werden.
Die Wirkungsweise der Schaltung nach Bild 4.7 läßt die nur mit der Komplementärtechnik realisierbaren typischen Möglichkeiten erkennen:

Die frequenzbestimmenden Glieder sind C1 und R2. Über R2 wird C1 aufgeladen. T1 und T3 sind als Impedanzwandler (Prinzip ähnlich Bild 3.10b) geschaltet. Die Spannung an A1 steigt daher proportional mit der Spannung an C1. Die Z-Diode D3 sorgt dafür, daß die Spannung am oberen Ende von R2 stets um den konstanten Betrag der Z-Spannung von D3 über der jeweiligen Augenblicksspannung von C1 liegt. Da R2 zwischen C1 und D3 geschaltet ist, steht über R2 ständig eine konstante Spannung näherungsweise im Wert der Z-Spannung von D3. Weil die Spannung über R2 konstant bleibt, ist auch der Strom durch R2 konstant. Der Basisstrom für T1 kann wegen der Hochohmigkeit des Impedanzwandlers vernachlässigt werden (s. Abschnitt 3.5.); C1 wird daher mit konstantem Strom geladen, die Spannung über C1 und somit auch die Ausgangsspannung bei A1 steigen linear an.

T2, T4 bilden eine Kippschaltung, die im Verhalten einem Unijunctiontransistor (UJT) entspricht. Diese Schaltung wird in Abschnitt 6.1. noch näher erläutert. Das Basispotential von T4 ist auf einem konstanten, mit R1 eingestellten und mit D2 stabilisierten Potential festgehalten. T4 sperrt somit zunächst. Sobald das Emitterpotential — mit zunehmender Ladung von C1 — positiver als das Basispotential wird, öffnet T4, sein Kollektorstrom steuert T2 an, dieser wieder senkt das Basispotential für T4 ab, so daß T4 und T2 sofort voll öffnen. Über T2 wird das an R1 abgegriffene Potential auf Masse gelegt (wobei an A2 die entsprechende Impulsspitze zustande kommt), und über T4, T2 entlädt sich C1 schlagartig bis auf eine den Transistor-Sättigungsspannungen entsprechende Restspannung von weniger als 1 V. Der 68-Ω-Widerstand begrenzt den Entladestromstoß für T2, T4. Nachdem C1 entladen ist, entfällt der Basisstromfluß für T2, dieser sperrt, womit die Basis von T4 wieder positiv gegen seinen Emitter wird, so daß auch T4 wieder sperrt. Nunmehr beginnt die Aufladung von C1 über R2 von neuem.

Wenn C1 beim Anlegen der Betriebsspannung völlig entladen ist, würde T1 und mit ihm T3 völlig gesperrt sein, D3 wäre stromlos, und R2 erhielte keine Spannung. Damit der Ladevorgang einsetzt, ist D1 vorhanden. Diese Diode sorgt dafür, daß das Kollektorpotential von T3 nicht unter etwa 6 V absinken kann. Mit beginnender Ladung von C1 steigt die Kollektorspannung von T3 sofort über 6 V an, D1 sperrt und hat auf den Ladevorgang keinen Einfluß mehr.

Der bei A1 angeschlossene Lastwiderstand muß für die angegebene Dimensionierung mindestens 100 Ω betragen. Werden R3 und die bei A1 angeschlossene Last in der Weise bemessen, daß deren Parallelschaltung größer als 1 kΩ ist, so genügt für T3 ein *GC 121*, für D3 dann ein 250-mW-Typ. Mit R1 lassen sich die Ausgangsamplituden für A1 und A2 (beide sind annähernd gleich) einstellen. Zugleich beeinflußt die Einstellung von R2 die Schwingfrequenz, so daß R2 auch zur Frequenzfeineinstellung benutzt werden kann. Sonst muß R2 abgleichbar sein. Ein Frequenzabgleich an R2 hat auf die Ausgangsamplitude keinen Einfluß. Die Frequenz des Generators kann näherungsweise bestimmt werden zu

$$f \approx \frac{(U_{ZD3} - 0{,}6\ V)}{U_{A1} \cdot C1 \cdot R2}.$$

Wird die Ausgangsspannung U_{A1} auf eine Amplitude von 5,5 V mit R1 eingestellt, so ergibt sich mit dem für D3 angegebenen Wert ($U_z \approx 6{,}1$ V) für die Frequenz die vereinfachte Beziehung:

$$f \approx \frac{1}{C1 \cdot R2};$$

f in Hz, C1 in µF, R2 in MΩ.

R2 soll zwischen etwa 10 kΩ und maximal etwa 500 kΩ liegen; C1 kann zur Frequenzwahl umschaltbar ausgeführt werden.

4.2.6. Treppengenerator und Frequenzteiler

Mit der Schaltung nach Bild 4.8 lassen sich außer einer Rechteck-Impulsfolge eine Treppenspannung (Ausgang A1 — Bild 4.8) und eine Impulsfolge mit der im Verhältnis 1/n geteilten Eingangsfrequenz (Ausgang A2) erzeugen. Wird nur die Frequenzteilung benötigt, so kann der Komplex T3, T6 entfallen. Die Schaltung arbeitet wie folgt:

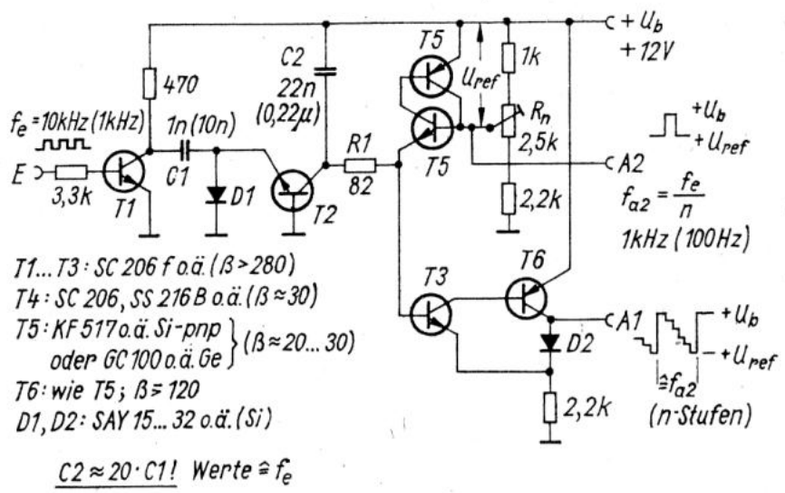


Bild 4.8 Gesamtschaltung des Treppengenerators und Frequenzteilers. Wird nur Frequenzteilung gefordert, können T3, T6 und D2 entfallen (Der untere mit T5 bezeichnete Transistor ist T4)

Am Eingang E wird die zu teilende Rechteckfrequenz f_e angelegt. Ihr Tastverhältnis soll etwa 1 : 1 betragen (zulässige Grenzen maximal 2 : 1 bis 1 : 2). Sie kann z. B. mit einem Multivibrator nach Bild 4.2 erzeugt werden. 2 mögliche Dimensionierungen (für ein Teilerverhältnis 10 : 1 bzw. eine 10stufige Treppenspannung) sind in Bild 4.8 angegeben. Da der Zusammenhang zwischen f_e, C1 und C2 linear ist, kann davon unmittelbar auf jede andere Frequenz umgerechnet werden. Die Betriebsspannung U_b für diese Schaltung muß gut stabilisiert sein, da sie das Teilerverhältnis beeinflußt. Durch die Schaltstufe T1 erfolgt eine Begrenzung der Eingangsspannung. C1, D1, T2 bilden einen Zähldiskriminator, der z. B. auch für direktanzeigende Frequenzmesser bekannt ist (s. in [1]), weshalb er an dieser Stelle nicht näher behandelt wird.

An C2 gelangt mit jeder Periode der Eingangsfrequenz eine definierte Ladungsmenge (Kollektorstrom T2), so daß die Spannung an C2 mit jeder Periode f_e um einen definierten, konstanten Betrag ansteigt. T3, T6 bilden den bereits bei Bild 3.10b beschriebenen Impedanzwandler, dessen Eingang für C2 eine vernachlässigbar geringe Belastung darstellt.

Die Ausgangsspannung an A1 ist daher der Augenblicksspannung an C2 direkt proportional. Da C2 gegen $+U_b$ aufgeladen wird, erscheint an A1 eine (vom Potential $+U_b$ beginnend) absteigende Treppenkurve. Ihre Frequenz entspricht der bei A2 auftretenden geteilten Frequenz; jede Stufe entspricht einer Periode von f_e.

T4 sperrt zunächst; seine Basis ist auf einer Referenzspannung U_{ref} mit Potentiometer R_n (zur Einstellung des Teilerfaktors n) festgehalten. Sobald die an C2 stufenweise aufgebaute Spannung den Wert von U_{ref} (zuzüglich Basisschwellenspannung T4) übersteigt, wird T4 leitend. Sein Kollektorstrom öffnet T5, beide Transistoren steuern sich sofort wechselseitig voll durch, und über T4, T5 wird C2 schlagartig entladen, wobei R1 den Entladestromstoß begrenzt. T5 legt gleichzeitig für die Dauer der C2-Entladung den Schleifer von R_n und damit A2 an $+U_b$, so daß an A2 ein Impuls erscheint. Seine Dauer entspricht der Entladezeit von C2, die mit dem für R1 angegebenen Wert sehr kurz ist. Die bei A2 erscheinenden Impulse sind also sehr schmal. Das ist mit Rücksicht auf eine steile Anstiegsflanke der Treppenkurve erwünscht. Wird nur der Ausgang A2 benötigt, so kann durch Vergrößern von R1 der Ausgangsimpuls für A2 bis zu einer halben Periodendauer von f_e verlängert werden. Benötigt man bei A2 einen frequenzgeteilten Impuls mit einem Tastverhältnis nahe 1 : 1, dann läßt sich A2 ein entsprechend abgeglichener monostabiler Multivibrator (nach Bild 4.4) nachsetzen, der mit A2 getriggert wird und seinerseits Ausgangsimpulse gewünschter Breite liefert. Diese Ergänzung wäre notwendig, wenn z. B. von A2 eine weitere Schaltung nach Bild 4.8 angesteuert werden soll (mehrstufige Frequenzteilung).

Mit der Schaltung nach Bild 4.8 sind bei gut stabilisierter Speisespannung Teilfaktoren bis etwa 14 : 1 beherrschbar. Die Schaltung nach Bild 4.8 eignet sich daher (ohne T3, T6, D2) auch als dekadischer Teiler.

Da die Entladung von C2 jeweils beim Wert U_{ref} erfolgt, kann durch Einstellen von U_{ref} mit R_n die Stufenanzahl

bzw. der Teilerfaktor in einem relativ weiten Bereich abgeglichen werden. Für die Bauelemente einschließlich C1, C2 sind daher keine besonders engtolerierten Werte erforderlich. Die Einstellung von R_n beeinflußt jedoch die bei A1 und A2 abnehmbaren Impulsamplituden. Die Impulsbreite des Ausgangsimpulses bei A2 entspricht näherungsweise dem Produkt C2 · R1. Die Werte für C1 und C2 richten sich nach der Eingangsfrequenz und können, von den in Bild 4.8 angegebenen Richtwerten ausgehend, unmittelbar umgerechnet werden. Einzuhalten ist stets die Bedingung $C2 \approx 20 \cdot C1$. Falls unterschiedliche Frequenzen zu verarbeiten sind, können C1 und C2 gemeinsam umschaltbar ausgeführt werden.

4.3. Sinusgeneratoren

4.3.1. Durchstimmbarer NF-*Wien*-Generator für 10 Hz bis 100 kHz

Der in Abschnitt 3.1.2. (Bild 3.2b) beschriebene Verstärker eignet sich wegen seines hochohmigen Eingangs und niederohmigen Ausgangs gut für einen durchstimmbaren NF-Generator nach dem *Wien*-Brückenprinzip. Bild 4.9 zeigt den Stromlaufplan dieses für Werkstattzwecke vorgesehenen Generators. Zur NF-Verstärkerschaltung, die der nach Bild 3.2b entspricht, ist schon alles Notwendige gesagt worden. R2 ist der Ausgangsspannungsregler. Bei U_a kann eine NF-Spannung mit maximal etwa 2 bis 3 V Wechselspannung abgenommen werden. Der maximal erreichbare Ausgangsspannungswert hängt von den Exemplardaten des für die Amplitudenregelung benutzten MOSFET T4 ab. In Hinblick auf den erwünschten extrem niedrigen Klirrfaktor — der sich bei dieser Schaltung unter 0,1 % halten läßt — sollte für T4 ein Exemplar mit niedriger Abschnürspannung ($U_p \leq 5$ V) verwendet werden. Ungeeignete Exemplare ergeben neben höherer Ausgangsspannung ($U_a > 3$ V Wechselspannung) auch einen etwas höheren Klirrfaktor.

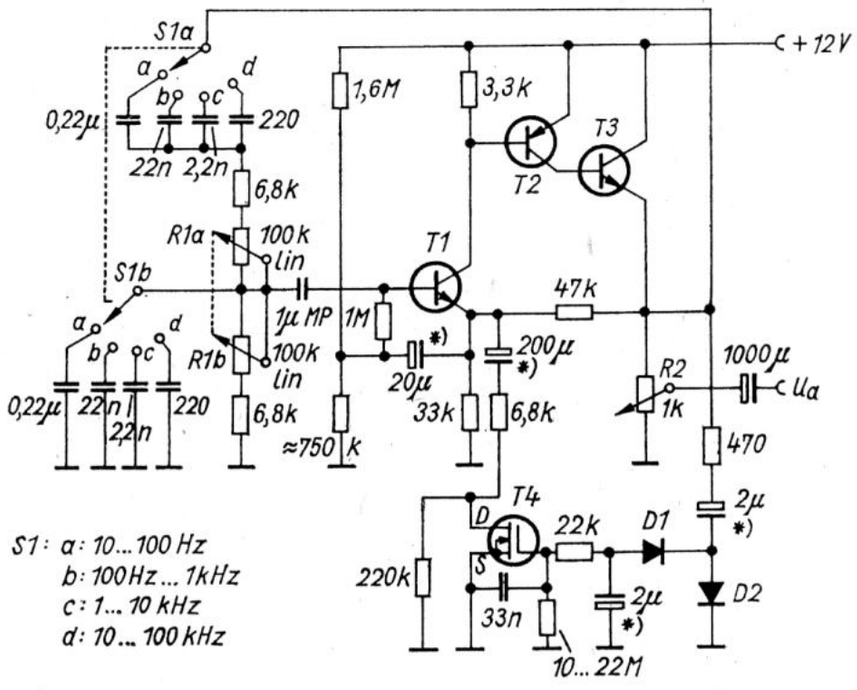


Bild 4.9 Durchstimmbarer *Wien*-Generator. Die Frequenz ist mit S1 (Bereichswahl) und R1 (Feinabstimmung) regelbar. Die Amplitudenkonstanthaltung erfolgt mit dem MOSFET als regelbarem Widerstand

Die bereits seit der Röhrentechnik bekannte und bewährte *Wien*-Brücke benötigt zur Erfüllung der Rückkopplungsbedingung bei der Resonanzfrequenz einen Verstärkungsfaktor $V_u \approx 3$, Gleichphasigkeit zwischen Brückeneingangsspannung (S1a) und Brückenausgang (Verbindungspunkt R1a, R1b), einen niedrigen Quellenwiderstand (Verstärkerausgang) und einen sehr hochohmigen Verstärkereingangswiderstand. Diese Forderungen erfüllt der Verstärker nach Bild 3.2b gut. Mit Schalter S1a, b können 4 Bereiche a bis d gewählt werden, innerhalb derer die Frequenz mit dem

Tandempotentiometer R1a, b im Verhältnis von etwas mehr als 10 : 1 einstellbar ist (die Bereichsenden überlappen geringfügig). Der Generator überstreicht mit der angegebenen Dimensionierung somit den Frequenzbereich von 10 Hz bis 100 kHz. Die Kondensatoren an S1a und S1b sollen genau gleiche Werte haben (engtolerierte Bauelemente verwenden oder ausmessen). Für R1a, R1b ist ein Tandempotentiometer mit gutem Gleichlauf notwendig. Wegen der bei dieser Schaltung sehr wirksamen Amplitudenregelung genügen für R1a,b die handelsüblichen Stereo-Tandempotentiometer mit linearer Kennlinie, falls Präzisionstandemregler für Meßzwecke nicht greifbar sind. Es ist dann aber besonders wichtig, daß nicht zusätzliche Gleichlauffehler durch ungleiche Kapazitätswerte entstehen. Der Basisankoppelkondensator 1 µF soll aus Isolationsgründen ein Foliekondensator sein. In Hinblick auf die untere Frequenzgrenze 10 Hz sind dieser Wert und alle für die Elektrolytkondensatoren (mit Sternchen gekennzeichnet: Reststromarme Exemplare Bedingung!) angegebenen Werte Mindestwerte.

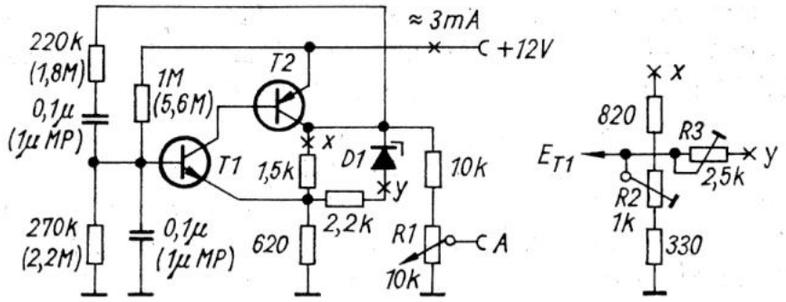
Die Besonderheit dieser Schaltung besteht in der wirksamen Amplitudenregelung. Statt der sonst häufig dafür benutzten Kaltleiter (Kleinglühlampe u. ä.), die selten eine wirklich befriedigende Regelcharakteristik ermöglichen und den Generatorausgang außerdem unnötig stark belasten, wird an dieser Stelle eine Amplitudenregelung mit einem als gesteuertem Widerstand betriebenen MOSFET *SM 104* (T4) verwendet. Der MOSFET arbeitet ohne Draingleichspannung; eventuelle Elektrolytkondensator-Restströme des Drain-Ankoppelelektrolytkondensators eliminiert der parallel zu Drain-Source des T4 liegende Widerstand. Wie schon bei Bild 3.2b erklärt, läßt sich mit der für Wechselspannung wirksamen Größe von R2 (in Bild 3.2b) der Verstärkungsfaktor einstellen. Der Generator arbeitet mit geringstem Klirrfaktor, wenn die Verstärkung gerade knapp über dem für Selbsterregung notwendigen Betrag liegt. R2 wird bei dieser Schaltung durch T4 in Serie mit 6,8 kΩ gebildet. Der *SM 104* ist ein n-Kanal-Verarmungs-MOSFET, hat also bei

fehlender Gatevorspannung einen sehr niedrigen Widerstand (unter etwa 1 kΩ), so daß der Verstärker zunächst mit hoher Verstärkung sicher anschwingt. Die am Emitter von T3 auftretende Ausgangswechselspannung wird über eine Spannungsverdopplerschaltung mit D1, D2 und den 2-µF-Elektrolytkondensatoren gleichgerichtet und als negative Gatevorspannung für T4 wirksam, womit T4 zunehmend sperrt. Sein dadurch ansteigender Drain-Source-Widerstand verringert die Gesamtverstärkung so weit, daß die Schaltung gerade noch im Schwingzustand bleibt. Bei Amplitudenänderungen der NF-Schwingung ändert sich proportional auch die MOSFET-Gatespannung, so daß der Verstärkungsfaktor gegenläufig geregelt wird. Aus dem unter Abschnitt 3.1.1. und Abschnitt 3.1.2. Gesagten geht hervor, daß der wirksame D-S-Kanalwiderstand von T4 für einen optimalen Arbeitspunkt des Generators bei etwa 7 bis 10 kΩ liegen muß; in diesem Bereich befindet sich T4 im steilsten Teil seiner Regelkennlinie (dazu s. [13]), so daß sich eine sehr gute Regelcharakteristik ergibt. Je nach T4-Exemplar läßt sich der Arbeitspunkt auf der MOSFET-Widerstandskennlinie auch anders wählen, indem der 47-kΩ-Widerstand (entspricht R1 in Bild 3.2b) im Wert etwas geändert wird. Bei welchem Gatespannungswert T4 den vorgesehenen Arbeitspunkt erreicht, hängt von dessen Exemplarstreuungen ab; Exemplare mit hoher Abschnürspannung U_p ([13]) lassen daher die Ausgangsspannung am Emitter T3 entsprechend höher ansteigen, bevor der Verstärker auf den erforderlichen Verstärkungsfaktor von etwa 3 herabgeregelt ist. Beachtet werden muß jedoch, daß die Wechselspannung an der Drainelektrode von T4 nicht über einen Scheitelwert von etwa 0,6 V ansteigen darf, da sonst die Drain-Substrat-Diodenstrecke in T4 zu leiten beginnt ([13]) und eine einseitige Begrenzung der Sinuskurve mit stark ansteigendem Klirrfaktor die Folge wäre. Deshalb sind T4-Exemplare mit zu hoher Abschnürspannung ungeeignet; der erwähnte Störeffekt ist gegebenenfalls oszillografisch zu beobachten. Exemplare mit sehr geringer Abschnürspannung U_p ergeben lediglich eine entsprechend geringere Ausgangsamplitude. Ist diese zu gering, so kann — statt Wechsel von T4 — dann auch der mit 10 bis 22 MΩ angegebene Gatewiderstand an T4 aufgeteilt und das Gate an eine Anzapfung dieses Widerstands gelegt werden. Die Bauelemente 22 kΩ und 33 nF am Gate von T4 stellen ein (im Wert relativ unkritisches) Siebglied gegen HF-Selbsterregung über die Regelschleife dar. Der Gatewiderstand (10 bis 22 MΩ) beeinflußt die Regelzeitkonstante und kann eventuell nach Versuch im Wert geändert werden, falls der Generator bei plötzlichen Frequenzänderungen (Umschalten von S1) störend lange mehrfache Einschwingvorgänge bis zum Erreichen der konstanten Amplitude zeigt. Zu geringe Zeitkonstante erhöht jedoch bei tiefen Frequenzen (unterhalb 100 Hz) bereits merklich den Klirrfaktor (verformte Sinusschwingung im Oszillogramm). Für D1, D2 ergeben Germaniumdioden eine günstigere Regelcharakteristik; D1 sollte jedoch vorsorglich auf geringen Sperrstrom geprüft werden. Liegt die Abschnürspannung von T4 ausreichend niedrig, so kann man für D1 auch eine Si-Diode (*SAY 15* bis *SAY 32* o. ä.) verwenden. D2 bleibt auch dann ein Germaniumtyp.

Der nach Bild 4.9 aufgebaute Generator bleibt in allen Bereichen über den gesamten Drehbereich von R1, solange die Ausgangsbelastung bei U_a nicht unter 200 Ω sinkt, innerhalb ± 1 dB amplitudenkonstant. Eine stabilisierte Speisespannung ist nicht unbedingt erforderlich, bei hohen Ansprüchen an die Konstanz des Generators aber zu empfehlen.

4.3.2. Tiefstfrequenz-*Wien*-Generator

Für eine vorgegebene Festfrequenz und ohne extreme Ansprüche an den Klirrfaktor läßt sich eine sehr einfache Schaltung für den *Wien*-Generator verwirklichen. Die Schaltung nach Bild 4.10 — für sehr tiefe Frequenz ausgelegt — kann mit entsprechend verkleinerten Kapazitätswerten auch für höhere Frequenzen im NF-Bereich verwendet werden.



a) $f = 6{,}5$ Hz
(Klammerwerte: $f = 0{,}1$ Hz)

T1: SC 206f o.ä. ($\beta > 450$)
T2: GC 100 o.ä. ($\beta > 80$)
D1: Z-Diode 5,6 V/250 mW (SZX 19/5,6 o.ä.)

Bild 4.10 *Wien*-Generator für eine Festfrequenz im Tiefstfrequenzbereich (a) und Schaltungsergänzung für genauen Abgleich auf optimale Kurvenform (b). Die Schaltung ist für Frequenzen zwischen 0,1 Hz und 10 Hz einsetzbar, kann jedoch auch für höhere Frequenzen ausgelegt werden

Für 2 tiefe Frequenzen — beispielsweise zur Ansteuerung eines Tremolo- oder Vibratogenerators bei elektronischen Musikinstrumenten — sind die Dimensionierungen in Bild 4.10a angegeben. Der hohe β-Wert für T1 (Stromverstärkungsgruppe f) ist dabei in Hinblick auf die in Klammer angegebene, nur bei Frequenzen unter 1 Hz notwendige hochohmige Widerstandsdimensionierung erforderlich. Amplitudenregelungen bekannter Art (Heißleiter, Kaltleiter wie z. B. Glühlampe, auch Verfahren nach Bild 4.9 u. ä.) sind bei derartig tiefen Frequenzen nicht mehr sinnvoll, weil die Trägheit der erwähnten Bauelemente nicht mehr groß gegen die Periodendauer ist bzw. entsprechende Regelzeitkonstanten nicht mehr ohne weiteres realisierbar sind. Deshalb wird an dieser Stelle eine Amplitudenbegrenzung mit einer Z-Diode D1 vorgenommen. Die Widerstände 1,5 kΩ und 620 Ω legen die Verstärkung auf $V_u \approx 3{,}5$ fest. Die *Wien*-Brücke reduziert die Ausgangsspannung auf $^1/_3$, so daß der Rückkopplungsfaktor nur etwa 1,2 beträgt. Die Z-Diode ist bei geringer Amplitude dauernd gesperrt. Bei ansteigender Amplitude wird sie für die positive Halbwelle

leitend und schaltet 2,2 kΩ parallel zu 1,5 kΩ, so daß die Rückkopplung in jeder positiven Halbwelle kleiner als 1 ist und auf diese Weise die Schwingung gedämpft wird. Da eine halbe Periode (die unbedämpfte negative Halbwelle) nicht für ein wesentliches Anwachsen der Amplitude ausreicht, stößt bei richtiger Dimensionierung auch die negative Halbwelle nicht an das Ende der Arbeitskennlinie. Im Oszillogramm ist die negative Halbwelle exakt sinusförmig, während die positive Halbwelle etwas „nach rechts geneigt" erscheint (Maximum gegenüber der normalen Lage um etwa 15° phasenverschoben). Diese geringe Abweichung von der exakten Sinusform stört bei den meisten Anwendungen nicht. Mit R1 ist die Ausgangsspannung bis etwa $U_{ss} \approx 4$ V einstellbar. Dieser Generator läßt sich — mit optimal bemessenen Festwerten aufgebaut — extrem klein gestalten. Um Exemplarstreuungen ausgleichen zu können (die Amplitudenkonstanthaltung mit D1 arbeitet nur dann mit vernachlässigbaren Verzerrungen, wenn Arbeitspunkte und Verstärkungsfaktor optimal sind), lassen sich für die in Frage kommenden Festwerte Abgleichwiderstände vorsehen (Bild 4.10b). Die Kombination mit R2, R3 wird bei x, y (Bild 4.10a) statt der Festwerte 1,5 kΩ und 620 Ω eingefügt. Man stellt dann mit R2 und R3 wechselseitig auf optimale Sinusform bei noch sicherem Anschwingverhalten (nach Anlegen der Betriebsspannung) ein. Dieser Abgleich läßt sich nur oszillografisch durchführen, wozu man zwecks besserer Darstellung des Oszillogramms die beiden Kapazitätswerte auf je $^1/_{100}$ verkleinern kann (jedoch stets beide Kapazitätswerte genau gleiche Werte), so daß die erzeugte Frequenz bei einigen Kilohertz liegt. Der dafür mit R2, R3 vorgenommene — und stets mit R3 zu beendende — Abgleich stimmt dann auch für tiefe Frequenzen.

4.3.3. RC-Phasenschiebergenerator

Insbesondere für Tremolo- oder Vibratoerzeugung u. ä. Anwendungen ist der Klirrfaktor der Generatorfrequenz von untergeordneter Bedeutung. Auch die Amplitudenkonstanz muß oftmals nicht unbedingt gut sein. Dagegen sollen solche Generatoren bei einfachem Aufbau eine Frequenzregelung mit möglichst nur einem Potentiometer innerhalb eines gewissen Bereichs ermöglichen. Dazu ist eine RC-Phasenschieberschaltung besser geeignet als ein *Wien*-Generator. Bild 4.11 zeigt den Stromlaufplan eines entsprechenden Generators nach [5], der für die eingangs genannte Anwendung noch mit einem NF-Modulator (T3, ZD1, La, FW) ergänzt worden ist. Die Schaltung nach Bild 4.11 stellt daher bereits einen vollständigen Tremolozusatz dar. Er arbeitet nach dem Prinzip der NF-Modulation mit einem Fotowiderstand FW, der als Querwiderstand in einem NF-Spannungsteiler liegt (s. auch in [2]).
Beim NF-Eingang NF-E wird die NF-Spannung eines Musikinstruments oder einer beliebigen Quelle zugeführt (möglicher Eingangspegel etwa 1 mV bis einige Volt Wechselspannung). Am NF-Ausgang NF-A ist der nachfolgende Verstärkereingang angeschlossen. Je nach dessen Daten

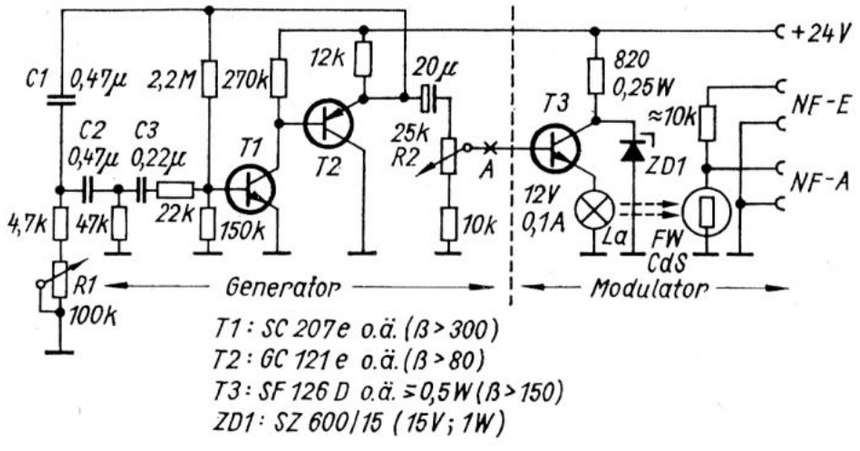


Bild 4.11 RC-Phasenschiebergenerator mit optoelektronischem Modulatorteil für die Anwendung als Tremologenerator in der NF-Technik

und dem FW-Typ kann der 10-kΩ-Widerstand im NF-Weg bei Bedarf geändert werden. FW wird von Lampe La beleuchtet. Beide Bauelemente sind in 10 bis 20 mm Abstand voneinander in einem gemeinsamen gegen Fremdlicht abschirmenden Gehäuse untergebracht (s. dazu in [2]). Zur Tremolo-Modulation der NF-Ausgangsspannung muß La ihre Helligkeit periodisch ändern. Die Lampensteuerstufe T3, ZD1 ist daher basisseitig mit einer entsprechenden Modulationsfrequenz zwischen 3 bis 10 Hz anzusteuern.
Der Generator besteht aus einem einstufigen Verstärker (T1) mit nachgeschaltetem komplementärem Impedanzwandler (T2), der den notwendigen niederohmigen Ausgang bereitstellt und für T1 den für genügend hohe Verstärkung erforderlichen hohen Kollektorarbeitswiderstand gewährleistet. Die Verstärkung der Stufe T1 muß für diese Phasenschieberschaltung mindestens $V_u \approx 39$ betragen, was neben T2 auch den angegebenen hohen β-Wert für T1 bedingt. Die frequenzabhängige Rückkopplung kommt über den Phasenschieber C1 bis C3 mit R1 und die Querwiderstände 47 kΩ (etwa 22 kΩ + Eingangswiderstand T1 mit 150 kΩ parallel) zustande. Mit R1 kann die Frequenz zwischen etwa 3 bis 10 Hz eingestellt werden. Bei Abänderung der Kondensatoren sind auch andere Frequenzen möglich, wobei stets die Widerstandswerte sämtlich unverändert bleiben und die Bedingung C1 = C2 = 2 · C3 einzuhalten ist (geringfügige Toleranzen sind zulässig). Der Generator gibt am Ausgang A eine Sinusspannung mit — je nach Einstellung von R1 — mehr oder weniger stark abgeflachten Kurvenscheiteln, im Extremfall eine angenähert trapezähnliche Kurvenform ab, die für Meßzwecke nicht mehr geeignet, für Tremolomodulation gehörmäßig aber sogar von Vorteil ist. Mit R2 kann die Ausgangsspannung bei A — im vorliegenden Fall Modulationsgrad bzw. Tremolotiefe im Zusammenhang mit der Grundlautstärke in spieltechnisch sinnrichtiger Form — eingestellt werden. Diese Schaltung (bis Ausgang A, ohne Modulatorteil) wäre mit verkleinerten Kapazitätswerten auch als einfacher Signaltongenerator geeignet, jedoch bieten für diese Zwecke einfache Multi-

vibratorschaltungen (z. B. nach Abschnitt 4.6.) bei geringerem Aufwand bessere Ergebnisse. Für Modulationszwecke der genannten Art sind die Schwingungsformen von Multivibratoren jedoch ungeeignet.

4.4. Zeitschalter

Zeitschalter werden entweder für die Auslösung einmaliger Schaltvorgänge benötigt (z. B. Belichtungsuhr für Dunkelkammer) oder für periodische Schaltvorgänge (z. B. automatischer Diawechsler für Projektoren, Schalten von Reklamebeleuchtungen usw.).

Für einmalige Schaltvorgänge eignet sich der monostabile Multivibrator in Komplementärtechnik sehr gut. Er ist bereits in Abschnitt 4.2.2. (Bild 4.4) behandelt worden. An dieser Stelle sei daher nur ein Hinweis gegeben, wie die Schaltung nach Bild 4.4 zu einer vollständigen Dunkelkammer-Belichtungsuhr erweitert werden kann. Dafür erfolgt die Zeitfeineinstellung mit R1 (Potentiometer etwa 500 kΩ bis 1 MΩ linear in Serie mit einem Festwiderstand 22 bis 33 kΩ als Anschlagbegrenzung). Dieses Potentiometer kann später in Sekunden geeicht werden. C1 läßt sich mit einem Umschalter für eine grobe Bereichswahl mehrfach vorsehen, z. B. mit 20 µF und 200 µF für einen entsprechenden Zeitbereich bis etwa 20 s bzw. bis etwa 200 s. Dem Ausgang A (Bild 4.4) wird direkt die Schaltstufe nach Bild 4.3 nachgesetzt, deren Relais die Kopierlampe schaltet. Als Starttaste dient eine normale Drucktaste Ta, die (in Bild 4.4 punktiert angedeutet) an $+U_b$ gelegt wird. C2 (Bild 4.4) ist mit 1 nF ausreichend bemessen. Mit dem Spannungsteiler 4,7 kΩ/10 kΩ wird außerdem erreicht, daß — bei kurz eingestellter Zeit — die Schaltung auch dann wieder zurückkippt, wenn die Starttaste noch geschlossen ist, es also nicht zu ungewollter Belichtungszeitverlängerung kommen kann.

Für periodische Zeitschaltvorgänge eignet sich die Schaltung nach Bild 4.12, die einen abgewandelten astabilen Multivibrator darstellt. In dieser Schaltung zieht Relais Rel

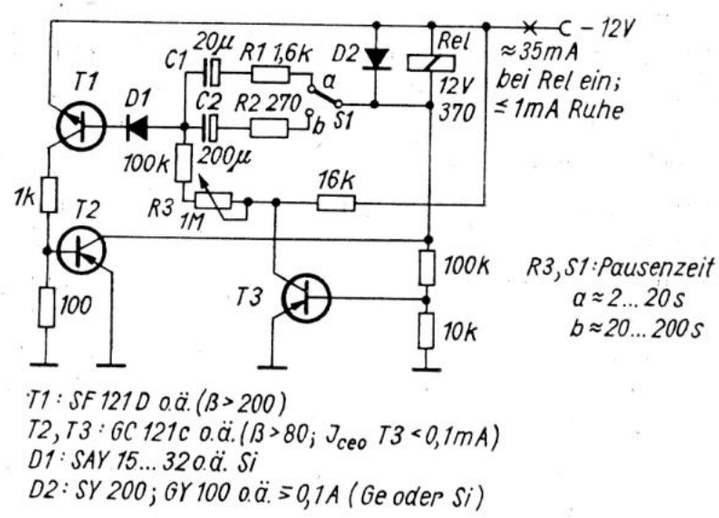


Bild 4.12 Zeit-Taktgeber. Das Gerät bewirkt in einstellbaren Zeitabständen (2 bis 200 s) jeweils kurzzeitiges Anziehen des Relais

periodisch kurz an (die Anzugzeit liegt mit den angegebenen Werten bei 0,2 s, sie kann mit den Widerständen R1 bzw. R2 nach Bedarf verlängert oder verkürzt werden) und ist während der Pausenzeit abgefallen. Die Pausenzeit läßt sich mit S1 (Bereichswahl grob) auf maximal 20 s bzw. maximal 200 s umschalten und mit R3 (Zeitwahl fein) im Verhältnis 1 : 10 kontinuierlich variieren. Die Werte von C1 bzw. C2 legen die Zeitbereiche fest und können nach Bedarf geändert werden. Diode D1 schützt die Basis des Transistors T1 vor unzulässig hohen negativen Basisspannungen während des Schaltvorgangs. D2 ist die übliche Relais-Freilaufdiode zum Schutz des Kollektors T2 gegen Überspannungen. Ein Vorteil dieser Zeitgeberschaltung besteht darin, daß die Stromaufnahme während der kurzen Relaisanzugzeit näherungsweise nur dem Relaisstrombedarf entspricht, während die Speisestromaufnahme in der überwiegenden Pausenzeit unter 1 mA liegt.

Die Anzugzeit des Relais kann durch Vergrößern von R1 bzw. R2 erheblich verlängert werden, jedoch nicht länger als etwa (0,5 . . . 0,8) · Pausenzeit. R1 bzw. R2 sollen kleiner als der kleinste für R3 einstellbare Wert sein.

Zur Funktion:

Beim Anlegen der Betriebsspannung öffnet T3 über Rel und den Spannungsteiler 100 kΩ/10 kΩ; R3 liegt über Kollektor T3 an Masse. Es kommt ein Stromfluß über $-U_b$, T1 Emitter-Basis, D1, R3, T3 und Masse zustande. T1 öffnet, sein Kollektorstrom öffnet den Lastschalttransistor T2 (der demzufolge für das zu schaltende Relais ausgelegt sein muß), womit Rel und S1 über T2 an Masse gelegt werden. Damit besteht nun ein Stromfluß über $-U_b$, T1, D1, C1, R1, S1, T2 und Masse, der T1 und infolgedessen auch T2 sofort voll durchsteuert: Rel zieht an. Da T2 durchgeschaltet ist, entfällt die Ansteuerung für die Basis T3, womit R3 über den 16-kΩ-Widerstand an $-U_b$ liegt und vorerst wirkungslos wird. T1, T2 bleiben geöffnet und Rel angezogen, bis C1 voll geladen ist — die dafür notwendige Zeit bestimmen die Werte von C1 und R1 (bzw. für den anderen Zeitbereich C2, R2). Nach Auflagen von C1 entfällt der Stromfluß für die Basis T1 (R3 ist durch T3 abgeschaltet). T1 beginnt zu schließen, ebenso T2. An dessen Kollektor und S1 steigt das Potential an. Der zuvor auf Betriebsspannung geladene Kondensator C1 liegt nun — über Rel und R1 — zwischen Basis-Emitter T1 und D1, und zwar mit seinem negativen Pol an D1. Diese Diode und T1 sperren sofort völlig, und T2 schaltet das Relais schlagartig ab. Gleichzeitig wird über Rel wieder T3 angesteuert und über dessen Kollektor R3 an Masse gelegt. Über $-U_b$, Rel, S1, R1, C1, R3 und T3 entlädt sich der Kondensator. Die Entladezeit (Pausenzeit) hängt dabei im wesentlichen von C1 und R3 ab. Die übrigen Größen können dagegen vernachlässigt werden. Sobald C1 über R3 so weit entladen ist, daß das an der Anode von D1 zunächst negative Potential zu Null wird und im weiteren Verlauf wieder positiv zu werden beginnt, öffnen D1 und T1 erneut, und es beginnt der nächste Schaltzyklus wie beschrieben. Wegen ihres Funktionsprinzips (Umladung des Zeitkondensators gegen die umgepolte Speisespannung) und dem ausgeprägten Kippverhalten — das ein schleichendes Reagieren des Relais sicher unterbindet — arbeitet diese Schaltung auch bei Schwankungen der Speise-

spannung oder der Umgebungstemperatur sehr genau und zuverlässig, so daß R3 ohne weiteres eine geeichte Zeitskale bekommen kann. Bei proportionaler Verringerung aller Widerstandswerte (jedoch bei R1, R2 nicht unter 200 Ω) läßt sich die Schaltung mit dafür geeigneten Relais auch für niedrigere Spannungen (6 V) auslegen. Je nach Relaisstrombedarf muß T2 dann eventuell ein stärkerer Transistor (*GC 301*) sein. Ist für T3 kein reststromarmes Exemplar vorhanden, so kann der Kollektorwiderstand 16 kΩ von T3 auf 1,6 bis 2,2 kΩ verringert werden. Der Basisteiler an T3 wird auf 10 kΩ und 1 kΩ abgeändert. Der Reststromeinfluß von T3 ist dann weniger kritisch, jedoch steigt die Ruhestromaufnahme der Schaltung in den Pausen wegen des dann höheren T3-Kollektorstroms entsprechend an. Das spielt aber z. B. bei Netzteilspeisung keine Rolle. Es besteht auch die Möglichkeit, den Kollektorwiderstand von T3 durch ein 2. Relais (12 V, etwa 1 kΩ, mit Paralleldiode wie bei Rel) zu ersetzen (Basisteiler für T3 dann ebenfalls 10 kΩ und 1 kΩ); das 2. Relais arbeitet dabei wechselseitig zum vorhandenen Relais Rel, ist also in den Pausenzeiten gezogen.

4.5. Blinklichtgeber

Blinklichtgeber stellen für den Amateur besonders bevorzugte, vielseitig verwendbare Geräte dar. Dabei erweist sich die Komplementärtechnik als besonders vorteilhaft. In [1] sind entsprechende Beispiele (und Vergleichsmöglichkeiten für die verschiedenen Schaltungsvarianten) vorhanden. Im folgenden sollen eine einfache, vielseitige Blinkschaltung (nach [6]) und eine speziell für Kraftfahrzeuge geeignete Schaltung beschrieben werden. Bild 4.13 zeigt die einfache Blinkschaltung, ausgelegt für den Lampentyp und die Speisespannungsquelle z. B. einer Taschenlampe. Gegenüber älteren Blinkschaltungen fällt zunächst der ungewohnt kleine Kondensatorwert vorteilhaft auf. Eine Eigenschaft der Schaltung besteht darin, daß die Dunkelzeit der Lampe

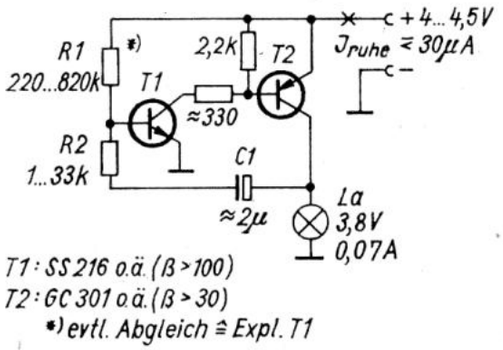
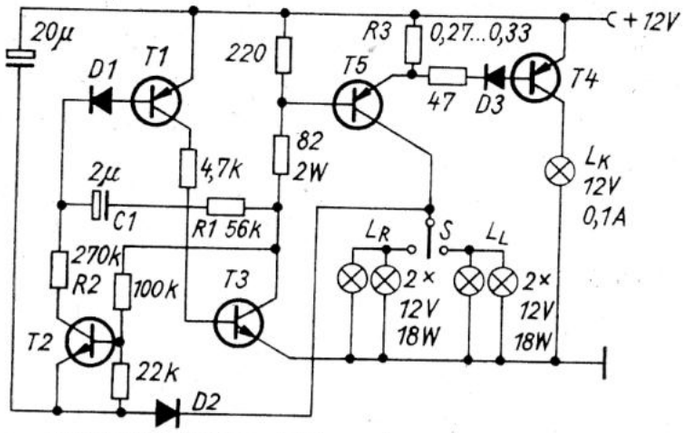


Bild 4.13 Komplementär-Blinklichtgeber

stets länger ist als die Leuchtzeit. Die Schaltung eignet sich daher sowohl für auffällige Signalblinkanlagen als auch — dann besonders ruhestromsparend — für die Erzeugung kurzer Lichtblitze in längeren Abständen. Ihre Stromaufnahme während der Dunkelzeit kann, wenn T2 reststromarm ausgewählt wird, unter 50 µA betragen. Die Stromquelle ist also praktisch nur während der Leuchtzeit der Lampe mit etwa der Lampenstromstärke belastet, was besonders bei Batteriebetrieb einen Vorteil bedeutet. Mit entsprechender Lampe und (ausgehend von den Richtwerten zu Bild 4.13) proportional mit der Spannung erhöhten Widerstandswerten kann die Schaltung auch für höhere Spannungen (z. B. 12 V) ausgelegt werden. T2 muß nach den (u. a. in [1] erläuterten) Grundsätzen für die Belastung durch den Lampenstrom (Einschaltstromstoß bzw. Kaltwiderstand der Lampe beachten) ausgelegt sein.

Die Widerstandswerte hängen von den β-Werten der Transistoren ab. Gegebenenfalls muß der 330-Ω-Kollektorwiderstand von T1 im Wert geändert werden. Die für R1, R2 maximal bzw. minimal möglichen Werte hängen ebenfalls von den Transistor-Exemplardaten ab. Um eine Überlastung zu vermeiden, sollte man etwa 200 Ω jedoch auch beim Experimentieren nicht unterschreiten. Mit C1 werden Leucht- und Pausenzeiten grob festgelegt, mit R1 läßt sich danach die Pausenzeit (Dunkelzeit) in relativ weiten Grenzen festlegen, während R2 die Leuchtdauer der Lampe

bestimmt. Mit den in Bild 4.13 angegebenen Werten ergibt sich ein Blinkrhythmus in der Größenordnung um 1 s.
Diese Schaltung bietet einige einfache Erweiterungsmöglichkeiten. Zum Beispiel kann dieser Blinkgeber mit einem Dämmerungsschalter — der die Blinkschaltung tagsüber stillsetzt — kombiniert werden, indem ein CdS-Fotowiderstand (geeignete Typen s. auch in [1]) parallel zu Basis-Emitter von T1 geschaltet wird. Die Ansprechhelligkeit, von der ab der Fotowiderstand die Anordnung stillsetzt, ist allerdings dabei nicht gesondert einstellbar und hängt außer vom FW-Typ auch von dem für R1 gewählten Wert ab, so daß man eventuell für R1 einen Kompromiß wählen und die genaue Blinkzeit mit C1 festlegen muß. Bei dieser Schaltungsergänzung darf der Fotowiderstand auch vom Licht der eigenen Blinklampe La getroffen werden, ohne daß das die Funktion stört. Wird der Fotowiderstand in Serie mit R1 gelegt, so beginnt die Schaltung zu arbeiten, sobald Licht auf FW trifft. Statt des Fotowiderstands sind auch andere Auslöseorgane denkbar, z. B. (nach [6]) Elektroden für Feuchtefühler (Graphitminen in Blumentopferde gesteckt oder zwischen kochsalzgetränkten Filzstückchen angeordnet usw.), wobei der Blinkgeber arbeitet, wenn entweder genügend Feuchte vorhanden ist (Serienschaltung des Fühlers mit R1), oder wenn keine Feuchte vorhanden ist (Parallelschaltung zu Basis-Emitter von T1).
Bild 4.14 zeigt den Stromlaufplan eines für 12-V-Bordnetz (negativen Pol an Masse) dimensionierten Kfz.-Blinklichtgebers. L_L und L_R sind die vorhandenen Richtungsanzeiger, Schalter S der Originalschalter an der Lenksäule des Fahrzeugs, L_K die Kontrollampe am Armaturenbrett. Dieser Blinkgeber kann unter Beibehaltung der vorhandenen Bordnetzschaltung an Stelle mechanischer Hitzdraht-Blinkgeber eingesetzt werden. Er gibt etwa 90 Blinkimpulse je Minute ab (mit C1 festzulegen). Falls eine genau vorgegebene Blinkfrequenz gewünscht wird, kann sie — nach Grobfestlegung mit C1 — exakt mit R2 (Dunkelzeit) und R1 (Leuchtzeit) eingestellt werden. Im übrigen entspricht die Schaltung des Taktgebers mit T1 bis T3 funktionell der nach



T1: KF 517, KFY 18 o.ä. Si-pnp (β > 80)
T2: SS 216, SC 206, SF 121 o.ä. (β > 20)
T3: SF 126 o.ä. (≈ 0,5 W; β > 120)
T4: GC 301 o.ä. (≈ 0,4 W; β > 60)
(oder KF 517 o.ä.; wenn Si-pnp, entfällt D3)
T5: 3NU 74 TESLA - CSSR o.ä. 10-A-Typ; B > 55; Ge-Typ
D1: SAY 15...32 o.ä. Si
D2, D3: SY 200 o.ä. Si ≈ 0,2 A

Bild 4.14 Blinklichtgeber für Kraftfahrzeuge

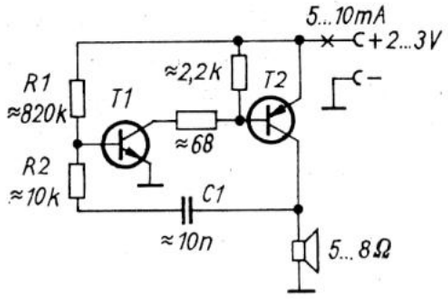
Bild 4.12, lediglich ist — um den vorhandenen Lenksäulenschalter unverändert benutzen zu können — die Speisespannungszuführung bei S abgegriffen und über D2 und den 20-µF-Elektrolytkondensator entkoppelt worden. Für T1 sollte allerdings aus Gründen der Zuverlässigkeit unter den extremen Bedingungen des Kfz.-Einsatzes ein pnp-Si-Transistor verwendet werden.

Zur Schaltung der Blinklampen ist ein entsprechend leistungsstarker Ge-pnp-Leistungstransistor notwendig (Solldaten: 10 A, 25 V, $P_V \approx 15$ W, Stromverstärkungsfaktor $B > 55$). Entsprechende Typen sind aus Importen inzwischen auch dem Amateur in größerer Anzahl zugänglich. Für die Lampenausfallkontrolle mit L_K ist eine zusätzliche Lampenstrom-Überwachungsstufe (D3, T4) vorhanden. Auch für T4 sollte ein pnp-Si-Typ bevorzugt werden (bei Si-Typ entfällt D3). Widerstand R3 wird aus einem Stück Widerstandsdraht gefertigt und in der Weise bemessen, daß L_K

gerade aufleuchtet, wenn beide Blinklampen arbeiten. Bei Ausfall einer Blinklampe L_L oder L_R verringert sich der durch R3 fließende Strom auf die Hälfte, der Spannungsabfall über R3 reicht dann nicht mehr aus, die Schleusenspannung von D3 und T4 zu überwinden. L_K bleibt in diesem Fall dunkel oder leuchtet, wenn R3 genau bemessen ist, nur noch mit deutlich verkürzten Lichtblitzen auf, die den Einschaltstromspitzen der verbliebenen Blinklampe entsprechen. Unter Verzicht auf die Lampenausfallkontrolle D3, T4 kann man auch statt des Leistungstransistors T5 ein Relais für die Schaltung der Lampen verwenden, das dann an Stelle der Widerstände 82 Ω und 220 Ω zwischen Kollektor T3 und + 12 V zu schalten ist. Das Relais wird (gemäß Bild 4.12) mit einer Paralleldiode versehen und L_K dem Relais parallelgeschaltet (Belastbarkeit von T3 beachten). Der Relaiskontakt tritt dann an die Stelle des Kollektors T5 und schaltet S gegen + 12 V.

4.6. Signaltongenerator

Ein einfacher Signal- und Ruftongenerator beispielsweise für Morseübungszwecke oder Signalisierungen beliebiger Art, kann nach Bild 4.15 aufgebaut werden (nach [6]). Seine Schaltung entspricht der des Blinkgebers nach Bild 4.13, sinngemäß gilt auch alles dort bereits Gesagte. Statt der Lampe ist ein Lautsprecher vorhanden. Werden dafür kleine Typen mit mindestens 5 bis 8 Ω Impedanz benutzt, so kann ein Lautsprecherübertrager entfallen. Die Betriebsspannung soll dann nicht über etwa 3 V liegen; die mittlere Stromaufnahme beträgt nur etwa 5 bis 10 mA — trotzdem ist der erzeugte Ton erstaunlich laut und markant. R1 wird gegebenenfalls entsprechend den Transistor-Exemplardaten grob abgeglichen bzw. mit Festwerten erprobt. Mit R2 und C1 kann man Tonhöhe und Klangcharakter in weiten Grenzen nach Bedarf ändern. Für Anwendungen, bei denen große Lautstärke gefordert wird, läßt sich als Lautsprecher eine Ausführung mit größerer Membran (3- bis



T1: SS 216 o.ä. (ß > 100)
T2: GC 301 o.ä. (ß > 30)
C1, R2: Tonhöhe
R1 evtl. abgleichen ≙ T1

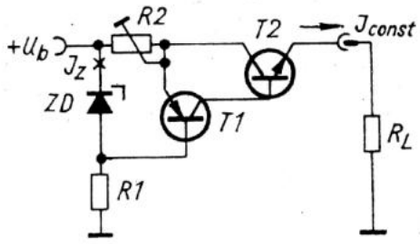
Bild 4.15 Signaltongenerator mit geringem Stromverbrauch

4-W-Typ mit 100 bis 140 mm Korbdurchmesser; belastungsmäßig genügen jedoch schon 0,1-W-Typen) verwenden. Falls Lautsprecher mit einer Impedanz von 15 bis 18 Ω benutzt werden, kann man die Betriebsspannung auf 4,5 bis 6 V erhöhen. Schließlich besteht noch die Möglichkeit, für T2 einen 4-W-Transistor (*GD 160* bis *GD 240*) zu verwenden; bei maximal 6 V Betriebsspannung muß der Lautsprecher dann eine Ausführung für 3 bis 4 W mit mindestens Z = 6 Ω sein. R1 und den mit 68 Ω angegebenen Kollektorwiderstand von T1 wird man dabei nach Versuch abändern müssen (Kollektorwiderstand T1 nicht unter 47 Ω).
Die Erweiterungsmöglichkeiten für optische Auslösung (Fotowiderstand, Toneinsatz je nach dessen Anschluß bei Helligkeit oder bei Dunkelheit) oder Feuchtefühler usw., wie sie bei Bild 4.13 schon beschrieben wurden, sind sehr vorteilhaft auch bei Bild 4.15 anwendbar (akustische Überlaufwarnung für Badewanne, Feuchtefühlerelektroden dafür in Serie mit R1 u. ä. Anwendungen).
Für Anwendungen in Wohnräumen genügt in jedem Fall schon die in Bild 4.15 angegebene Dimensionierung mit beliebigen Kleinstlautsprechern (*Sternchen, Mikki* u. ä. im Amateurbedarfshandel sehr preiswert erhältliche Typen).

5. Strom- und Spannungsquellen (Stabilisierungsschaltungen)

5.1. Konstantstromquellen

Im Zusammenhang mit bestimmten Schaltungsfunktionen besteht häufig die Aufgabe, durch einen — nicht konstanten — Lastwiderstand einen Strom zu treiben, der unabhängig vom Lastwiderstand und über diesen abfallender Spannung konstant bleibt. Gelegentlich werden Konstantstromquellen auch für die Ladung von Akkumulatoren benutzt. Sie halten dabei den Ladestrom konstant auch bei während der Ladung ansteigender Akkumulatorgegenspannung. Beispiele dafür sind in [1] zu finden. Im folgenden sollen Schaltungen für Konstantstromquellen in Komplementärtechnik vorgestellt werden, die für relativ geringe Ströme ausgelegt sind.
Bild 5.1 zeigt den Stromlaufplan einer derartigen Schaltung. Für T1 wird mit der Z-Diode ZD eine konstante Bezugsspannung für die Basis bereitgestellt. Über R1 ist T1 zunächst voll durchgesteuert, ebenso T2. Der durch den Lastwiderstand R_L (der in der Praxis eine vollständige elektronische Schaltung oder Baugruppe sein kann) fließende Strom erzeugt über R2 einen Spannungsabfall. Dieser kann maximal den Wert der Z-Diodenspannung abzüglich der Basisschwellenspannung von T1 erreichen. Bei weiterem Stromanstieg würde der Emitter von T1 negativ gegen seine Basis, T1 beginnt also zu schließen und drosselt über T2 den durch R_L fließenden Strom. Im Laststromkreis wird sich daher stets ein Stromfluß I_{const} einstellen, der in weiten Grenzen nahezu unabhängig vom Wert des Lastwiderstands ist. Ändert sich R_L, so ändert sich damit nur die über R_L stehende Spannung, nicht der Strom durch R_L. Die Stärke des konstanten Stromes I_{const} kann demzufolge mit R2 eingestellt werden, bzw. R2 bestimmt man im Zusammen-



T1: GC 100 o.ä. ($\beta > 60$; $J_{ceo} < 0{,}2\,mA$)
T2: SF 121 (126) o.ä. ($\beta > 80$)
(Typ $\hat{=} U_b$; J_{const})
ZD: 250 mW-Typ: $U_{ZD} \approx U_{b/2}$; $J_Z \approx 10\,mA$

$$J_{const} = \frac{U_{ZD} - U_{BE\text{-}T1}}{R2} \qquad R1 = \frac{U_b - U_{ZD}}{J_Z}$$

$$R_{L\,max} \leq \frac{[U_b - (U_{ZD} + 3V)] \cdot R2}{U_{ZD} - 0{,}6\,V}$$

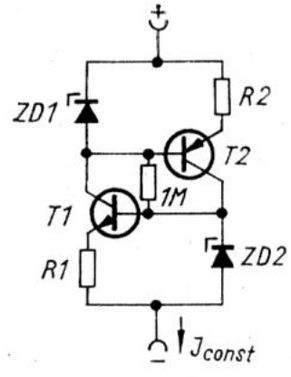
Bild 5.1 Konstantstromquelle

hang mit der Z-Diodenspannung U_{ZD} nach der in Bild 5.1 angegebenen Gleichung. Die Basisschwellenspannung $U_{BE\,T1}$ wird dabei für einen Ge-Typ bei T1 mit 0,2 V, für einen Si-Typ mit 0,6 V eingesetzt. Der Vorwiderstand für die Z-Diode R1 wählt man je nach gegebener Betriebsspannung ebenfalls nach den Angaben in Bild 5.1, wobei I_z mit etwa 10 mA — wenn notwendig, auch etwas geringer — angesetzt wird. Die Z-Spannung ist primär nicht von Bedeutung, jedoch soll sie möglichst weit unter U_b liegen; die praktisch sinnvolle Grenze ist mit $U_b \geq 2 \cdot U_{ZD}$ gegeben. Beachtet werden muß die maximale Verlustleistung von T2, die sich aus I_{const} und der Differenz zwischen U_b und der über R_L abfallenden Spannung (bei schwankendem R_L ist dafür der Mindestwiderstandswert einzusetzen) ergibt. Die Größen I_{const}, $(U_b - U_{R_L})$ und deren Produkt $P_{v\,max\,T2}$ sind die für die Auswahl des T2 maßgebenden Parameter. Die Belastung $P_{v\,max\,T1}$ sowie der Kollektorstrom I_{cT1} für den Transistor T1 liegen um den Faktor β_{T2} unter den für T2 erreichten Werten, so daß die Belastbarkeitsfrage für T1 i. a. unkritisch ist. Die maximale Verlustleistung an T2 tritt

nach dem Gesagten auf, wenn $R_L = 0$ (Kurzschlußfall) wird. Die Funktion der Schaltung bleibt gewährleistet, solange R_L nicht einen Höchstwert $R_{L\,max}$ überschreitet, der von U_b, U_{ZD} und R2 abhängt. $R_{L\,max}$ kann nach der in Bild 5.2 dafür angegebenen Gleichung bestimmt werden.

Die Schaltung läßt sich ebenso auch für gegen Masse negative Betriebsspannungen benutzen. Dafür ist ZD umzupolen, T1, T2 sind sinngemäß zu vertauschen (T1: npn-Typ, T2: pnp-Typ). Die für R2 erforderliche Belastbarkeit kann mit genügender Näherung nach $P_{R2} \approx U_{ZD} \cdot I_{const}$ berechnet werden. Die Schaltung erlaubt — von R_L her „in die Ausgangsklemmen gesehen" — einen Innenwiderstand bis zu etwa 5 MΩ. Der Wert liegt um so höher, je größer die Differenz zwischen U_b und U_{ZD} ist und je größer R2 und die β-Werte der Transistoren sind.

In manchen Fällen wird eine Konstantstromquelle benötigt, die einpolig in einen Stromkreis einschaltbar und insoweit wie ein einfacher „Widerstand" zu handhaben ist, ohne einen vorgegebenen Bezugspol (in Bild 5.1: Masse) zu benötigen. Man kann dann 2 Konstantstromquellen zueinander komplementär und wertgleich aufbauen, die sich gegenseitig stabilisieren. Bild 5.2 zeigt den Stromlaufplan



$U_{ZD1} = U_{ZD2} = U_{ZD}$
$R1 = R2 = R$

$$J_{const} \approx 2 \cdot \frac{U_{ZD}}{R}$$

Bild 5.2 Konstantstrom-Zweipol. Diese Schaltung kann wie ein einzelnes Bauelement in vorhandene Schaltungen eingefügt werden

dieser Schaltung, die sich wie ein Bauelement mit Konstantstromeigenschaften einsetzen läßt. Der Widerstand 1 MΩ zwischen den Kollektoren von T1 und T2 hat nur eine Hilfsfunktion, da sonst beide Transistoren beim Anlegen der Betriebsspannung gesperrt bleiben würden. Die wesentlichen Bemessungshinweise sind in Bild 5.2 als Gleichungen angegeben. Die Werte von R1, R2 und die Z-Spannungen von ZD1, ZD2 sollen genau gleich groß sein; es empfiehlt sich auch bei Typengleichheit ein Ausmessen auf gleiche Z-Spannung bei gleichem Z-Strom. R1 = R2 = R werden nach U_{ZD} und gefordertem I_{const} bemessen. Diese Anordnung kann man (ohne Masseanschluß) sinngemäß wie nach Bild 5.1 zwischen U_b und R_L schalten. Die bei gegebenem I_{const} über R_L maximal abfallende Spannung (aus der sich der Wert für $R_{L\,max}$ ableiten läßt) darf höchstens den Wert

$$\hat{U}_{RLmax} = U_b - (2 \cdot U_{ZD} + 3\,V)$$

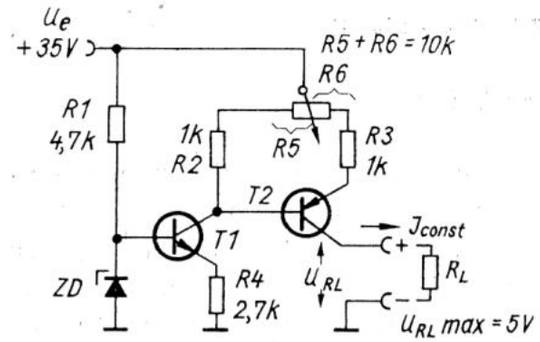
annehmen.

Die für T1 und T2 zu fordernde Belastbarkeit ergibt sich aus dem Wert $\frac{I_{const}}{2} = I_{cT1} = I_{cT2}$ bzw. hinsichtlich der Verlustleistung $P_{v\,max}$ je Transistor zu

$$P_{v\,max\,T1} = P_{v\,max\,T2} \approx \frac{(U_b - U_{R_Lmin}) \cdot I_{const}}{2}.$$

Die maximale Transistorbelastung tritt demzufolge wieder bei $R_L = 0$ auf. U_b muß nach dem Gesagten mindestens der Summe $U_{RLmax} + (2 \cdot U_{ZD}) + 3\,V \leq U_b$ entsprechen. Für den pnp-Typ (Bild 5.2) sollte vorzugsweise ein Si-Typ verwendet werden. Wird ein Ge-Typ mit einem Si-Typ kombiniert, so empfiehlt es sich, die Z-Spannung von ZD1 um etwa 0,4 V geringer als die von ZD2 zu halten, R1 = R2 bleibt gültig. Für die genannten Überschlagsberechnungen wird bei U_{ZD} dann die höhere der beiden Z-Spannungen eingesetzt.

Die in weitem Bereich regelbare und z. B. für Labor- und Versuchszwecke gut geeignete Konstantstromquelle nach Bild 5.3 kann auch für Zeitgeber oder Funktionsgeneratoren



T1: SF 121 o.ä. (ß > 60)
T2: KF 517 o.ä. (ß > 60)
(ersatzw. GC 123; ß > 60, J_{ceo} < 0,1mA)
ZD: SZX 19/6,8 (250 mW; ≈ 6,5 ... 7 V)

Bild 5.3 Regelbare Konstantstromquelle mit sehr großem Regelbereich. Mit dem Potentiometer kann der Ausgangsstrom zwischen 0,2 und 25 mA eingestellt werden

(Aufladung eines Kondensators mit linearem Spannungsanstieg) vielseitig verwendet werden. Einzelheiten zur Bemessung sind in [7] zu finden. Bei der Dimensionierung ist zu beachten, daß die Differenz $U_e - U_{ZD}$ größer sein muß als der höchstmögliche Spannungsabfall an R2 + R5. Dieser Spannungsabfall begrenzt auch die maximal mögliche Ausgangsspannung U_{RLmax} am Lastwiderstand R_L. Er beträgt mit der in Bild 5.3 angegebenen Dimensionierung maximal 5 V bei einer erforderlichen Eingangsspannung von 35 V. Der durch R_L fließende Strom I_{const} ist mit dem Potentiometer 10 kΩ (R5 + R6) einstellbar zwischen etwa 0,2 mA (Linksanschlag, R5 = 0) und etwa 25 mA (Rechtsanschlag, R6 = 0). In Potentiometermitte werden etwa 2,5 mA erreicht. T2 sollte ein Si-pnp-Typ sein, weil bei geringen Ausgangsströmen sonst bereits eine Verfälschung des I_{const}-Wertes durch den Reststrom I_{CEO} von T2 eintreten kann. Der Ausgang ist kurzschlußfest, es darf also $R_L = 0$ werden. Wird statt R_L ein Kondensator geladen, so erfolgt an ihm der Spannungsanstieg bis 5 V sehr gut linear. Der Vorteil dieser Schaltung besteht in der einfachen Einstellbarkeit des konstanten Stromes über etwas mehr als 2 Größenordnungen hinweg.

5.2. Konstantspannungsquellen

5.2.1. Einfache Serienstabilisierung

Für viele elektronische Baugruppen und Schaltungen wird eine stabilisierte Spannung benötigt. Oftmals reicht dann schon eine einfache Stabilisierungsschaltung aus, die nach Bild 5.4 aufgebaut werden kann und bei guter Wirksamkeit mit wenig Aufwand auskommt. Im gezeigten Beispiel wird eine Speisespannung von 15 V auf eine stabilisierte Ausgangsspannung von 6 V (mit geeigneter Z-Diode, z. B. *SZX 19/5,6*, auch auf 5 V z. B. für TTL-Schaltkreise) herabgesetzt. Die Ausgangsspannung liegt näherungsweise stets um etwa 0,6 V unterhalb der Z-Diodenspannung. Werden pnp- und npn-Transistor gegeneinander vertauscht und ZD umgepolt, so ist diese Schaltung auch für gegen Masse negative Speisespannung verwendbar. Der 4,7-nF-Kondensator verhindert HF-Selbsterregung. Für den angegebenen Ausgangsstrom von maximal 1 A muß T2 bereits ein mit wenigstens 10 W belastbarer Transistor mit Kühlkörper sein. Bei komplementärem Aufbau kommt für T1 ein *GC 301* in Betracht. Für T2 sind dann Importtypen wie *KU 605, KU 606, KT 802* u. ä. geeignet. Der Stabilisierungsfaktor beträgt (je nach β-Werten der Transistoren) mindestens 50. Wie alle

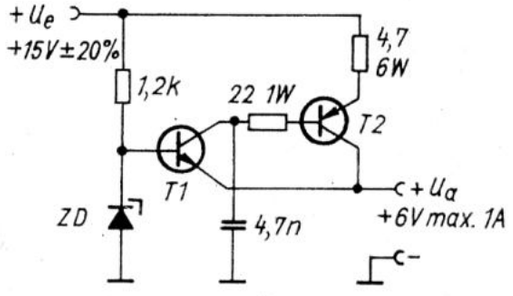


Bild 5.4 Einfache Serien-Spannungsstabilisierung mit geringem Aufwand. Die Schaltung ist ausgangsseitig nicht kurzschlußfest

einfachen Serienstabilisierungen ist auch diese Schaltung ausgangsseitig nicht kurzschlußfest. Bei Ausgangskurzschluß wird T2 zerstört. Bleibt der Ausgangsstrom unter 0,6 A und erhöht man den Emitterwiderstand von T2 auf 8,2 Ω, so kann die Schaltung bedingt kurzschlußfest ausgeführt werden, wenn T2 ein Typ für mindestens 40 W Verlustleistung ist (z. B. Importtyp *3 NU 74* u. ä.); diese maximale Verlustleistung tritt in T2 im Kurzschlußfall auf. T1 sollte bei dieser Auslegung ebenfalls einen Kühlstern erhalten.

5.2.2. Serienstabilisierung mit kurzschlußfestem Ausgang

Für Netzteile und Speisespannungsquellen, die für Versuchszwecke benutzt werden, ist ein kurzschlußfester Ausgang Bedingung. Dafür gibt es in der Literatur inzwischen zahlreiche, meist jedoch sehr aufwendige Schaltungen, die teilweise schon deshalb für den Amateur undiskutabel sind. Eine sehr gut geeignete, erstaunlich einfache und zuverlässige Lösung ermöglicht wieder die Komplementärschal-

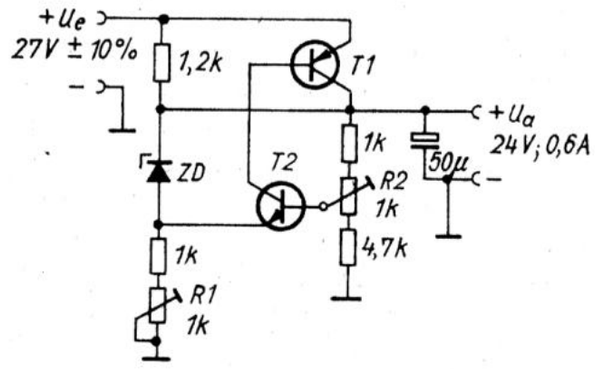


Bild 5.5 Spannungsstabilisator (Serienstabilisierung) mit kurzschlußfestem Ausgang. Die Schaltung hat Kippverhalten und schaltet die Ausgangsspannung bei Überschreiten eines Maximalstroms ab. Die Wiedereinschaltung erfolgt selbsttätig

tungstechnik. Bild 5.5 zeigt den Stromlaufplan eines kurzschlußfesten Stabilisierungsteils, der außerdem mit relativ geringer Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung arbeitet. Diese Schaltung läßt sich auch auf andere Ströme und Spannungen umdimensionieren; die dafür notwendigen Berechnungen sind in [8] in einer für den Praktiker gut geeigneten Form abgehandelt.

Die Schaltung nach Bild 5.5 schaltet automatisch bei Überlastung ab („Fold-back"-Kennlinie). Sie ist mit maximal 0,6 A Ausgangsstrom belastbar. Bei einem Ausgangsstrom von etwa 0,8 A schaltet das Gerät ab, d. h., Ausgangsspannung und Ausgangsstrom gehen bis auf einen geringen Restbetrag nahe Null zurück. Bei Abtrennen der Belastung schaltet sich das Gerät automatisch wieder ein. Die Ausgangsspannung wird mit R2 genau auf den Sollwert abgeglichen; mit R1 erfolgt der Abgleich auf den Wert des Abschaltausgangsstroms.

Wirkungsweise der Schaltung

Über R1 fließen der Z-Diodenstrom und der Emitterstrom T2, der zugleich etwa dem Basisstrom von T1 entspricht. Das Verhältnis von Z-Diodenstrom und T2-Emitterstrom zueinander hängt von der Ausgangslast ab. Wenn die Ausgangsspannung durch einen Störgrößeneinfluß schwankt, ändert sich der Z-Diodenstrom sehr stark. Dementsprechend stark verschiebt sich das Emitterpotential an T2. Diese Potentialänderung ist stärker als die Änderung des von R2 festgelegten Basispotentials. Die Basis-Emitter-Spannung an T2 ändert sich damit gegenläufig zu Schwankungen der Ausgangsspannung; die entsprechende Kollektorstromänderung von T2 führt über T1 zur Ausregelung dieser Störgröße.

Überschreitet die Ausgangsbelastung einen bestimmten Wert, so wird der Strom durch ZD zu Null, und die Regelung der Ausgangsspannung verschlechtert sich zunächst. Bei weiterer Lasterhöhung bestimmt nur noch das fallende Basispotential (an R2) den Strom durch T2. Mit der einsetzenden Verringerung des Kollektorstroms T2 und des

Basisstroms für T1 verkleinert sich die Ausgangsspannung weiter, und es setzt ein Rückkopplungsvorgang ein. Der Vorgang läuft mit typischem Kippverhalten ab. Danach besteht nur noch ein restlicher Stromfluß über den 1,2-kΩ-Widerstand zum Ausgang. Nach Abschalten der Last bewirkt dieser Strom über R2 und T2 das Wiedereinschalten des Reglers.

Die Schaltung liefert eine gut stabilisierte Ausgangsspannung, die mit R2 in gewissen Grenzen einstellbar ist. Die Abschaltstromstärke wird mit R1 festgelegt, wobei aber beachtet werden muß, daß sich bei einem Ausgangsstrom nahe der Abschaltschwelle entsprechend der geschilderten Wirkungsweise der Stabilisierungsfaktor verschlechtert, weil der differentielle Widerstand der Z-Diode bei sehr kleinem Z-Strom erheblich ansteigt. Man legt daher den Abschaltstrom etwa 20 % höher fest als den höchsten Ausgangsstrom, bei dem noch der volle Stabilisierungsfaktor gefordert wird.

Für den Amateur sei angesichts des geringen Aufwands dieser Schaltung (die nach den Berechnungen in [8] auch für niedrigere Ausgangsspannungen ausgelegt werden kann) als Alternative eine andere Lösung vorgeschlagen, die zugleich durch Multiplikation beider Stabilisierungsfaktoren eine sehr konstante Ausgangsspannung ergibt: Die Kombination der Schaltungen nach Bild 5.4 und Bild 5.5. Dazu wird die Schaltung nach Bild 5.5 für 15 V Ausgangsspannung ausgelegt (R2 in der Schaltung nach Bild 5.5: 2,5 kΩ, Widerstand zwischen R2 und Masse: 1,6 kΩ, T1: *GD 240*) und deren Ausgang der Eingang der Schaltung nach Bild 5.4 nachgesetzt. Man erhält auf diese Weise nach Bedarf 2 stabilisierte Spannungen, wobei die Schaltung nach Bild 5.4 gleichzeitig durch den Regler (Bild 5.5) mit gegen Kurzschluß gesichert ist. Der Gesamtaufwand liegt mit 4 Transistoren und 2 Z-Dioden auch dann noch unter dem vergleichbarer anderer Netzteilschaltungen.

Weitere für Amateur- und Experimentierzwecke geeignete Schaltungen für Speisegeräte enthält u. a. [1].

5.2.3. Serienstabilisierung für kleine Gleichspannung

Gelegentlich besteht die Notwendigkeit, kleine Gleichspannungen im Bereich zwischen 1 bis 2 V zu stabilisieren, z. B. für Uhrenantriebe, die aus einem Knopfzellenakkumulator, einer Monozelle o. ä. gespeist werden. Bild 5.6 zeigt eine dafür geeignete einfache Schaltung. Ihr Stabilisierungsfaktor beträgt etwa 10, der Innenwiderstand (in die Ausgangsklemmen „hinein gesehen") liegt bei 1 bis 2 kΩ. Die Schaltung stabilisiert eine zwischen 1,2 und 1,8 V schwankende Eingangsspannung auf eine konstante Ausgangsspannung von 1,15 V. Durch Verändern von R2 läßt sich die Ausgangsspannung auch zwischen 0,8 bis 1,2 V festlegen. Die Schaltung ist auf einen Ausgangsstrom von maximal 5 mA dimensioniert, kann aber mit R1 auch für höhere Ströme (bis maximal etwa 15 mA bei noch ausreichender Stabilisierungswirkung) bemessen werden. R1 darf jedoch einen Wert von etwa 100 kΩ nicht unterschreiten! Als Referenzspannung wird — statt einer sonst üblichen Z-Diode — die Basis-Emitter-Schwellenspannung des Siliziumtransistors T2 benutzt. Sobald U_a so weit angestiegen ist, daß T2 öffnet, schließt er die Ansteuerung für T1 kurz, so daß T1 und T3 nicht weiter aufregeln. Für T2 ist ein Epitaxie-Planar-Transistor vorzuziehen, jedoch nicht Bedingung. T3 sollte dagegen ein pnp-Si-Typ sein, Ge-Typen (*GC 100* u. ä.) eignen

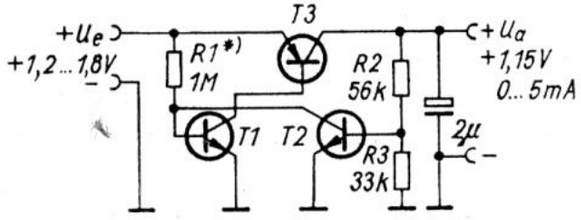


Bild 5.6 Stabilisierungsschaltung für Spannungen um 1 bis 1,5 V

sich nur bedingt und verschlechtern die Regeleigenschaften merklich. R1 wird gegebenenfalls in der Weise bemessen, daß T3 bei dem vorgesehenen maximalen Ausgangsstrom noch voll gesättigt bleibt; jedoch ist für R1 ein möglichst hoher Wert anzustreben. Für T1, T2 sind nur Si-Typen geeignet.

5.2.4. Stabilisierung einer Wechselspannung

Die Stabilisierung von Wechselspannungen ist erforderlich, wenn eine Wechselspannung z. B. für Vergleichs- oder Eichzwecke beim Oszillografieren benötigt wird. Normalerweise benutzt man dann Begrenzerschaltungen gemäß Bild 5.7a, die — wie für Gleichspannung üblich — mit Z-Dioden und Vorwiderstand R_V arbeiten. Dabei sind 2 Z-Dioden gegensinnig in Serie zu legen, wobei in jeder Halbwelle eine der Z-Dioden wirkt. Die Ausgangswechselspannung hat keine Sinuskurvenform mehr, jedoch ist ihr Scheitelwert (nicht die effektive Leistung) konstant und die Kurvenabflachung

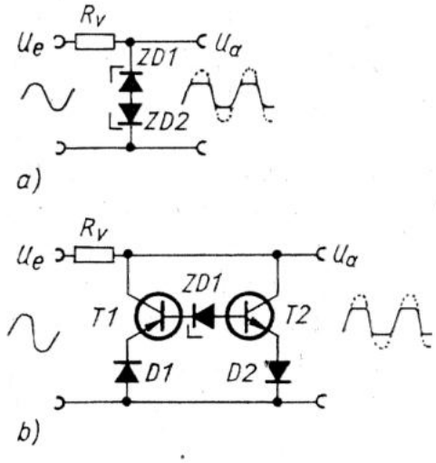


Bild 5.7 Zur Stabilisierung von Wechselspannungen. Die Stabilisierung kann mit 2 gegenpolig in Serie geschalteten Z-Dioden erfolgen (a). Für höhere Querströme und übereinstimmende Begrenzung beider Halbwellen kann die komplementäre Transistorschaltung (b) benutzt werden

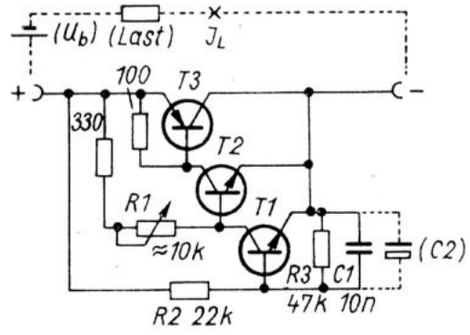
z. B. für oszillografische Zwecke sogar günstig. Der Nachteil dieser Schaltung besteht darin, 2 Z-Dioden genau gleicher Z-Spannung verwenden zu müssen. Treten starke Querströme auf, können sogar nur Leistungs-Z-Dioden eingesetzt werden. Je nach der bei U_a vorhandenen, u. U. zeitweilig abgeschalteten Ausgangslast ist R_V zu bemessen. Damit kann diese einfache Schaltung auch Dimensionierungsprobleme hinsichtlich der Diodenbelastung mit sich bringen.

Einen Ausweg zeigt Bild 5.7b. Bei dieser Schaltung werden 2 zueinander komplementäre Transistoren benutzt, zwischen denen die — jetzt für beide Halbwellen wirksame — Z-Diode liegt. Die Transistoren „übernehmen" jeweils für die ihnen zugeordnete Halbwelle den Querstrom, für die positive Halbwelle z. B. T2, wobei die Kollektor-Basis-Diode von T1 den Stromweg für die Z-Diode schließt und D1 sperrt; umgekehrt „übernimmt" T1 die negative Halbwelle. Der Vorteil dieser Anordnung besteht darin, daß die Z-Diode jetzt nur noch von einem Strom durchflossen wird, der um den Stromverstärkungsfaktor B (bzw. β) des jeweiligen Transistors kleiner ist als der Querstrom. Die Transistoren und die Dioden D1, D2 (die auch entfallen können, wenn $U_{ZD} < 6\,V$ ist) sind jeweils für den auftretenden Querstrom-Spitzenwert und die Transistoren für die Hälfte der aus Querstrom und Z-Spannung resultierenden Verlustleistung auszulegen, was nach dem vorhandenen Typenangebot auch bei höheren Leistungen problemlos ist. Ein weiterer Vorteil besteht darin, daß die Begrenzung für beide Halbwellen jetzt zwangsläufig genau bei gleicher Spannung erfolgt. Die Ausgangsspannung U_a entspricht der Z-Diodenspannung zuzüglich Schwellenspannungen der Basis-Emitter-Strecke und nachgeschalteter Diodenstrecke eines Transistors. Diese Schaltung wird bezüglich R_V ebenso wie die nach Bild 5.7a dimensioniert.

5.2.5. Überstrom-Sicherungszweipol

Für Experimentierzwecke oder zum nachträglichen Schutz vorhandener Geräte ist eine elektronische Überstromsicherung von Vorteil, die sich einpolig in Stromkreise einschalten läßt. Eine derartige Sicherung ist bereits in [1] beschrieben worden und stieß wegen der vielseitigen Verwendbarkeit auf großes Interesse. Die Komplementärtechnik ermöglicht auch dafür eine noch weiter verbesserte Lösung, die Bild 5.8 zeigt.

Die Sicherung wird einpolig mit der angegebenen Polarität in den zu sichernden Stromkreis (im Beispiel mit U_b und dem Lastwiderstand angedeutet) eingeschaltet. Beim Überschreiten eines maximalen Stromes bei I_L schaltet die Sicherung ab (T3 sperrt), wobei C1 die Ansprechzeit bestimmt. Sie liegt weit unter 1 ms, so daß auch empfindliche Verbraucher (Schaltkreise, Transistoren) zuverlässig geschützt werden, was mit mechanischen oder Schmelzsicherungen wegen deren zu großer Trägheit nicht gelingt.



T1: SF 136 o.ä. (Si-Epitax.-Typ) $\beta > 400$!
T2: SF 126 E o.ä. ($\leq 0{,}5W; 0{,}5A; U_{CER} \geq U_b; \beta \geq 400$!)
T3: GD 240 o.ä. pnp-Ge $\leq 4W; \hat{=} J_L max;$
($\beta \geq 20; U_{CER} > U_b$)

Bild 5.8 Überstrom-Sicherungszweipol. Die Schaltung kann ähnlich wie eine Schmelzsicherung einpolig in vorhandene Stromkreise eingeschaltet werden. Ansprechstromstärke mit R1 zwischen etwa 50 mA und etwa 10 A (je nach Dimensionierung) einstellbar. Die Abschaltzeit liegt unter 1 ms, sie kann mit C2 bei Bedarf verlängert werden

Die Ansprechstromstärke kann mit R1 in einem weiten Bereich sehr genau eingestellt werden. Nach Abschaltung fließt über den Verbraucher nur noch ein geringer, durch R1 und R2 bedingter Reststrom. Nach Abschalten der Last- bzw. Betriebsspannung ist die Sicherung selbsttätig wieder betriebsbereit; ein besonderes Einschalten entfällt. Bei Verbrauchern, die beim Anlegen der Speisespannung hohe Einschaltstromstöße aufweisen (Schaltungen mit Elektrolytkondensatoren parallel zur Betriebsspannung, Glühlampen-Kaltwiderstände usw.), können diese Stromspitzen bereits zur Auslösung der Sicherung führen, was zum Einstellen von R1 auf einen entsprechend höheren Ansprechstromwert zwingen würde. Das läßt sich umgehen, indem man die Sicherung mit einem Zusatzkondensator (C2) bedarfsweise ansprechträger ausführt. Mit C2 kann somit das Verhalten zwischen dem einer superflinken und einer trägen Sicherung nachgeahmt werden. Einen Höchstwert von 1 bis 2 µF bei C2 sollte man jedoch nicht überschreiten, weil sonst im Kurzschlußfall bereits T3 der Sicherung gefährdet würde.

Funktionsweise

Beim Anlegen der Spannung wird über R1 T2 durchgesteuert, dessen Kollektorstrom seinerseits T3 öffnet. T3 schaltet den Verbraucherstromkreis durch und ist im Normalbetrieb vollständig gesättigt. Je nach I_L fällt über T3 und damit über der Sicherung eine Spannung von mindestens 0,2 V bis maximal etwa 0,9 bis 1 V (bei I_L-Wert knapp unterhalb Auslösewert) ab. Die Betriebsspannung U_b muß mindestens 2,5 bis 3 V betragen; sie darf aber höchstens dem Wert der maximal zulässigen Kollektorsperrspannung der für T2, T3 benutzten Transistoren entsprechen. T3 muß nach dem vorgesehenen maximalen Strom I_L bemessen sein; seine maximal zulässige Verlustleistung interessiert bei dieser Anwendung nicht (T3 benötigt bis zu Strömen um 1 A auch noch keine Kühlfläche).

Mit R1 wird ein Strom eingestellt, der über T2 für T3 eine bestimmte Sättigung bewirkt. Wird bei T3 der entsprechende Kollektorstrom überschritten, so ist T3 nicht mehr voll gesättigt. Das verursacht ein Ansteigen der Kollektor-Emitter-Spannung über T3. Über R2, R3 geteilt, reicht diese Spannung bei etwa 0,8 bis 0,9 V aus, um T1 zu öffnen. T1 schließt die Basisansteuerung für T2 kurz, womit T2 weiter sperrt, ebenso T3; der Spannungsanstieg über T3 führt dann zu sofortiger voller Durchsteuerung von T1, mit Sperren von T2 und T3. Die Schaltung zeigt daher ein typisches Kippverhalten. Bei welchem Verbraucherstrom T3 nicht mehr gesättigt ist, hängt von der mit R1 wählbaren Basisstromeinspeisung ab. Je nach den β-Werten von T2 und T3 und dem für I_L vorgesehenen Strombereich kann R1 daher nach Bedarf gewählt werden (Einstellwiderstand mit Nennwert zwischen 2,5 bis 50 kΩ). Der realisierbare Ansprechbereich liegt zwischen etwa 50 mA und dem mit T3 vorgegebenen Wert (bis 10 A). C1 ist als Einschalthilfe erforderlich und verzögert beim Anlegen der Spannung die Ansteuerung von T1 so lange, bis T2, T3 durchgeschaltet haben und damit die über R2, R3 stehende Ansteuerspannung für T1 entfällt. Der dynamische Innenwiderstand der Sicherung liegt bei Strömen bis zu etwa 80 % des Ansprechwerts unter 1 Ω. Die Schaltung arbeitet weit zuverlässiger als andere Sicherungsarten auch bei Totalkurzschlüssen (das Versuchsmuster ist über Relaiskontakte ohne jeden Vorwiderstand periodisch einige 100mal direkt an einen 12-V-Autoakkumulator angeschlossen worden, was einem extremen Kurzschlußfall entspricht; dabei traten weder an den Relaiskontakten noch an der Sicherung irgendwelche Verschleißerscheinungen auf). Sie eignet sich daher u. a. auch zur nachträglichen Absicherung von ungesicherten Stabilisierungsnetzteilen oder Versuchsbatterien. Bei der Kombination mit Stabilisierungsschaltungen (z. B. nach Bild 5.4 und ähnliche) ist es von Vorteil, die Sicherung der zu sichernden Stabilisierungsschaltung eingangsseitig vorzuschalten, weil dabei der — allerdings geringe — dynamische Innenwiderstand der Sicherung nicht störend in Erscheinung tritt. Bei dem ebenso möglichen Anschluß am Ausgang des Stabilisierungsteils würde sich der Innenwider-

stand der Sicherung zum Quellenwiderstand addieren und damit die Stabilisierung unnötig verschlechtern. R1 der Sicherung kann mit Näherungswerten in Ampere oder Milliampere beschriftet werden (die Einstellung für den Auslösestrom hängt nur geringfügig von der jeweils benutzten Betriebsspannung ab), C2 läßt sich für universelle Verwendbarkeit über Schalter zuschalten (Richtwert für diese Universalauslegung: 3-V-Elektrolytkondensator mit 0,5 bis 1 µF).

6. Ersatz spezieller Bauelemente durch Komplementärersatzschaltungen

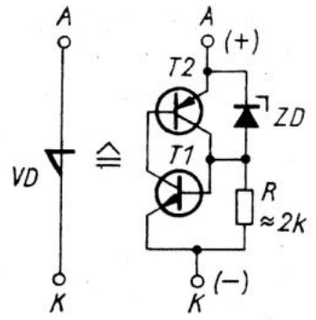
Zu den im folgenden beschriebenen Ersatzschaltungen aus jeweils einem pnp- und einem npn-Transistor sei generell gesagt, daß die Verwendung eines Germanium-pnp-Typs stets dann problematisch ist, wenn damit das spezielle Bauelement einer auf diese Anwendung hin dimensionierten Originalschaltung ersetzt werden soll. Sehr oft nimmt dann der für Ge-Transistoren typische, nicht mehr zu vernachlässigende, Kollektorreststrom bereits zu hohe Werte an, um noch eine Funktion zu gewährleisten. Darüber kann im Zweifelsfall der Versuch entscheiden. Wenn jedoch die stets auf Siliziumbasis gefertigten nachfolgend behandelten Originalbauelemente (Thyristoren und UJT) ohne weitere Schaltungsänderung ersetzt werden sollen, ist der Einsatz eines pnp-Siliziumtransistors in den Ersatzschaltungen meist nicht zu umgehen. Muß auf einen Ge-pnp-Typ zurückgegriffen werden, so sollte man grundsätzlich immer einen möglichst reststromarmen Transistor ($I_{CEO} \ll 100\,\mu A$) auswählen; gegenüber der Kenngröße I_{CEO} sind dann alle anderen Werte einschließlich des β-Wertes erst in zweiter Linie von Interesse. Je nach Gegebenheiten werden zusätzlich noch Maßnahmen zur weiteren Reststromsenkung erforderlich, auf die im einzelnen noch hingewiesen wird.

6.1. Ersatz von Vierschichtdioden und UJT

Vierschichtdioden sind Bauelemente, die unterhalb einer typischen Durchbruchspannung (auch als Zündspannung bezeichnet) gesperrt sind. Bei Überschreiten der Zündspannung setzt ein Stromfluß ein, wobei das Bauelement schlagartig leitend und sehr niederohmig wird. Die dabei über der Vierschichtdiode abfallende Durchlaßspannung liegt

unter 2 V. Die Diode bleibt leitend, solange der fließende Strom den exemplartypischen „Haltestrom" nicht unterschreitet. Wird er unterschritten, geht die Vierschichtdiode wieder in den Sperrzustand über. Dieses Bauelement verhält sich damit ganz ähnlich wie die Glimmlampe. Die Zündspannungen von Vierschichtdioden können zwischen etwa 15 V und einigen 100 V liegen. Das Bauelement wird für Triggerzwecke hauptsächlich im Zusammenhang mit Thyristorschaltungen und als Schaltorgan z. B. zur Entladung von Kondensatoren verwendet, sobald diese bis auf den Wert der Zündspannung aufgeladen sind. Die Vierschichtdiode hat dementsprechend nur 2 Anschlüsse. In der DDR werden Vierschichtdioden nicht gefertigt. Dem Amateur können sie gelegentlich im Zusammenhang mit Elektronikschaltungen ausländischer Herkunft begegnen. Soweit es sich dabei um Vierschichtdioden mit Werten für Zündspannung und Belastbarkeit (maximal zulässiger Durchlaßstrom) handelt, die innerhalb der Grenzwerte für die dem Amateur zugänglichen Transistoren (maximale, zulässige Kollektorsperrspannung bzw. maximaler Kollektorstrom) liegen, lassen sich Vierschichtdioden durch eine Transistorkombination ersetzen. Eine nähere Erläuterung des inneren Aufbaus und der Funktionsweise von Vierschichtdioden sowie den mit ihnen verwandten Unijunctiontransistoren (UJT) ist an dieser Stelle nicht möglich. Dafür sei auf die allgemeine Literatur über Grundlagen der Halbleitertechnik verwiesen.

Bild 6.1 zeigt das Schaltzeichen einer Vierschichtdiode (es ist in der internationalen Literatur nicht einheitlich!) mit ihren Anschlüssen Anode A und Katode K, daneben die mit Transistoren realisierbare, funktionell gleichwertige Ersatzschaltung. Der Amateur wird fast immer mit Vierschichtdioden auskommen, deren Zündspannung unter 20 V liegt und die nicht höher als mit etwa 0,2 A belastet werden. Für diesen Fall sind in Bild 5.9 geeignete Transistortypen als Beispiele angegeben. Die Z-Diode ZD wählt man nach der für die Vierschichtdiode geforderten Zündspannung aus. Der Widerstand R ist nicht prinzipiell erfor-



T1: SS 216 o.ä. Si-npn (ß ≈ 20...50)
T2: KF 517 o.ä. Si-pnp (ß ≈ 20...40)
(ersatzw. Ge-pnp;
GC 121 o.ä., ß ≈ 30; I_{ceo} < 0,1mA!)
ZD: 250mW-Typ; U_Z ≙ VD-Zündspannung

Bild 6.1 Ersatzschaltung für eine Vierschichtdiode

derlich, sondern dient zur Beseitigung des Reststromeinflusses von T2, insbesondere dann, wenn dafür ein Ge-pnp-Typ verwendet werden muß. Weit vorteilhafter ist der Einsatz eines pnp-Si-Transistors, wobei man R zweckmäßig bis auf 22 kΩ erhöhen sollte bzw. je nach Exemplareigenschaften von ZD auch ganz entfallen lassen kann.

Wirkungsweise

Wenn bei A, K eine Spannung in der gezeichneten Polarität angelegt wird, sind T1, T2 zunächst noch so lange gesperrt, bis die Z-Spannung erreicht ist. Restströme über T2 oder ZD werden über R abgeleitet. Erst wenn die angelegte Spannung den Wert der Z-Spannung von ZD erreicht, wird ZD durchlässig, und bei T1 setzt ein Basisstromfluß ein, der diesen Transistor öffnet. Sein Kollektorstrom öffnet T2, dessen Kollektorstrom steuert wieder T1 voll durch, was zum vollen Durchsteuern auch von T2 führt. Beide Transistoren halten sich jetzt gegenseitig geöffnet, und zwischen A — K besteht über die voll gesättigten Transistoren Durchgang, wobei über dieser Schaltung nur noch eine Restspannung von weniger als 1 V abfällt. Solange der durchfließende Strom — der von der äußeren Schaltung abhängt und in dieser begrenzt werden muß —

noch ausreicht, T1 und T2 voll durchgesteuert zu halten, bleiben beide Transistoren im leitenden Zustand. Wird der dafür notwendige (bei der Ersatzschaltung von R und insbesondere den β-Werten der Transistoren abhängende) Mindeststrom („Haltestrom"; 1 mA bis 10 µA sind praktisch vorkommende Werte) unterschritten, so beginnt einer der Transistoren zu schließen, sein sich verringernder Kollektorstrom drosselt auch den Stromfluß des anderen Transistors, womit der 1. Transistor noch weiter gedrosselt wird usw. — die Schaltung kippt in den Sperrzustand zurück. Die Vierschichtdiode und ihre Ersatzschaltung zeigen also ausgeprägtes Kippverhalten. Für diese Anwendung sind Transistoren mit nicht allzu hohen β-Werten günstiger; geeignet sind sogar noch Typen mit β-Werten um 10 bis 15. Ist T2 ein pnp-Si-Typ und haben beide Transistoren den für Si-Halbleiter typischen geringen Kollektorreststrom (Größenordnung $\leq$ 0,1 µA), so kann vorteilhaft nicht nur R entfallen (der dann vorwiegend bei ungünstig hohen β-Werten nötig wäre), sondern kann auch ZD zwischen beide Kollektoren gelegt werden (ZD-Katode an Basis T2 statt Emitter). Man erreicht dadurch, daß der unmittelbar vor Zündeinsatz fließende, den Zündvorgang einleitende „Vorstrom" möglichst gering bleibt (1 µA und weniger). Bei Schaltungen, bei denen der genaue Wert der Zündspannung unkritisch ist, kann der Amateur auf die relativ kostspielige Z-Diode verzichten und statt dessen die Basis-Emitter-Diode eines normalen npn-Si-Planartransistors *(SF 121* o. ä.) als Z-Diodenersatz benutzen. In Sperrichtung betrieben, weist die Basis-Emitter-Diode solcher Transistoren bei Spannungen zwischen etwa 6 bis 8 V das Verhalten einer (nur gering belastbaren) Z-Diode auf. Man kann daher statt ZD gemäß Bild 6.1 einen 3. Transistor (Typ wie T1) zwischen die Kollektoren von T1 und T2 legen (Basis des 3. Transistors entspricht Anode ZD nach Bild 6.1, Emitter an Kollektor T1 und Basis T2, Kollektor des 3. Transistors bleibt frei). Der statt ZD benutzte Transistor wird dabei nur im Zündmoment sehr gering belastet. Entsprechende Schaltbeispiele für die genannten Varianten

sind auch in [1] — dort als „Zündhilfsschaltungen für Thyristoren" behandelt — zu finden.

Der Ersatz von nicht greifbaren Original-Vierschichtdioden ist mit Amateurmitteln relativ leicht möglich. Das gilt auch für ein weiteres im DDR-Fertigungsprogramm nicht enthaltenes Bauelement — den Unijunctiontransistor UJT. Er ist der Vierschichtdiode nach Funktion und Anwendungszweck verwandt, hat aber eine 3. Elektrode, über die von außen her eine Vorspannung anzulegen ist, mit deren Größe sich die Zündspannung des UJT in gewissen Grenzen steuern läßt. Den UJT kann man daher als ein Triggerbauelement mit einstellbarer Zündspannung auffassen. Bild 6.2 zeigt das Schaltsymbol eines UJT und daneben die entsprechende Transistor-Ersatzschaltung. Für die Transistoren T1, T2 gilt alles zu Bild 6.1 Gesagte gleichermaßen. Der UJT weist 2 Basisanschlüsse B1, B2 und einen Emitter E auf. Im UJT-Symbol zeigt die Emitterpfeilspitze stets zur Basis B1. Bei der Anwendung dieses Bauelements wird zwischen die Basisanschlüsse B1, B2 eine äußere konstante Spannung angelegt. Die beim UJT im Inneren durch die Halbleiterstruktur gebildeten, bei der Ersatzschaltung außen angefügten Widerstände R1, R2 teilen diese Spannung, so daß zwischen B1 (dem Bezugspunkt bzw. „Masse" der Schaltung) und Basis T2 eine bestimmte Teilspannung steht. Solange das Potential des Emitters E etwa dem der Basis B1 entspricht, sind T2 und T1 gesperrt. Wird an E das Potential (auf B1 bezogen) positiver, so leitet die Emitterstrecke von T2, sobald das Potential an E das durch R2, R1 erzeugte Basispotential für T2 übersteigt. Der damit einsetzende Kollektorstrom

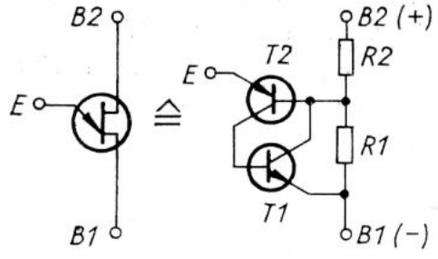


Bild 6.2 Ersatzschaltung für einen Unijunctiontransistor UJT

von T2 öffnet seinerseits T1, der R1 überbrückt und damit das Basispotential von T2 auf das an B1 liegende Potential absenkt, so daß T2 und T1 sofort voll durchschalten. Damit besteht zwischen E und B1 Durchgang. Beide Transistoren bleiben so lange durchgesteuert, wie der über E zufließende Strom zu ihrer vollen Durchsteuerung ausreicht. Nimmt der Emitterstrom von T2 ab, so beginnt T2 zu schließen, ebenso T1, womit R1 wieder wirksam wird und das Basispotential für T2 gegenüber E anhebt, was sofort zur vollständigen Sperrung beider Transistoren führt. Insoweit verhält sich der UJT und seine Ersatzschaltung ganz ähnlich wie die Vierschichtdiode, wobei E des UJT mit der Anode der Vierschichtdiode und B1 mit deren Katode verglichen werden kann sowie B2 ein Hilfsanschluß zur Festlegung der genauen Einschaltspannung ist. Die Bemessung von R1, R2 (Bild 6.2) richtet sich nach der jeweiligen Gesamtschaltung bzw. läßt sich aus dieser entnehmen. Gegenüber der Vierschichtdiode, die als Zweipol beliebig in Stromkreise einfügbar ist, hat der UJT mit seiner Ersatzschaltung den Vorzug, daß man ohne Z-Diode auskommt und die Schaltspannung in gewissen Grenzen frei wählen bzw. kontinuierlich einstellen kann. Bei der vom Amateur ausgeführten Ersatzschaltung sind außerdem Reststromeinflüsse bei einem Ge-pnp-Typ für T2 nicht so kritisch, weil das mit hinreichend niederohmigen Widerständen R1, R2 festgehaltene T2-Basispotential dem entgegenwirkt. Anwendungsbeispiele für diese Schaltung zeigen z. B. Bild 4.7 (dort T2, T4, R1) und Bild 4.8 (dort T4, T5, R_n) dieses Bandes. In beiden Fällen wird die UJT-Ersatzschaltung zur plötzlichen Entladung eines Kondensators benutzt, sobald dessen Ladespannung die für die Transistorkombination eingestellte Schaltspannung erreicht hat. Bild 7.4 zeigt schließlich noch eine Anwendung, in der diese Schaltung als Zündhilfsschaltung für einen Thyristor verwendet wird. In [1] sind weitere Beispiele enthalten.

6.2. Ersatzschaltung für Kleinleistungsthyristoren

Thyristoren sind inzwischen für den Amateur erhältlich, jedoch noch relativ kostspielig. Vielfach sind mit diesem Bauelement aber nur Spannungen und Ströme in Größenordnungen zu schalten, die sich auch mit Transistoren noch beherrschen lassen. Dann kann der Amateur einen Thyristor vorteilhaft durch eine Ersatzschaltung mit gleichem Verhalten ersetzen. Bild 6.3 zeigt das Symbol des Thyristors und die zum Ersatz geeignete Transistorschaltung. Sie hat große Ähnlichkeit mit der nach Bild 6.1, lediglich erfolgt jetzt die Zündung von außen über eine positive Spannung am Gateanschluß G. Zur Funktionsweise und zum Aufbau von Thyristoren siehe u. a. [1] und [21]. Eine Funktionserläuterung zu Bild 6.3 ist demzufolge nicht mehr erforderlich.

R1 kann stets mit etwa dem angegebenen Wert bemessen werden. T2 sollte in jedem Fall ein pnp-Si-Typ sein. Im übrigen sind T1 und T2 nach den Kenndaten des Thyristors zu bemessen, der damit ersetzt werden soll, bzw. den in der Schaltung am Thyristor tatsächlich auftretenden Belastungen (Grenzwerte für Kollektorsperrspannung entsprechend Thyristorsperrspannung, maximal zulässiger Kollektorstrom entsprechend maximal auftretendem Anodenspitzenstrom des Thyristors — die letzte Größe ist meist die kritischste bei Transistoren). Wenn für T1, T2 unterschiedliche Typengruppen benutzt werden müssen, sind die Daten des jeweils geringer belastbaren Transistors maßgebend. Für die Schaltung nach Bild 6.3 sind außer-

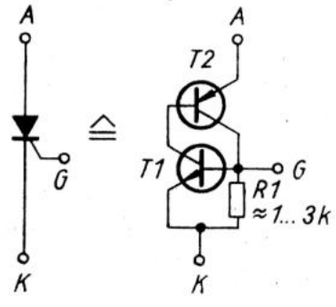


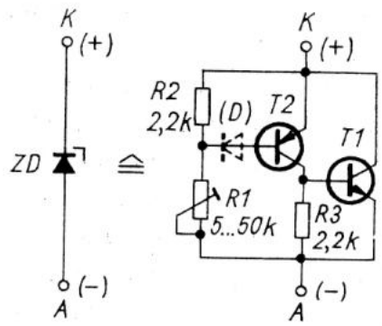
Bild 6.3 Ersatzschaltung für einen Thyristor

dem Transistoren mit relativ geringen β-Werten (15 bis 35) zu bevorzugen. Prinzipiell könnten unter Verwendung von Leistungstransistoren auch stärkere Thyristoren nach Bild 6.3 ersetzt werden, jedoch sind Leistungstransistoren in Si-Technik bereits so kostspielig, daß dann der Thyristor die preislich und auch technisch bessere Lösung darstellt. Die Schaltung nach Bild 6.3 kommt daher vorzugsweise zum Ersatz von Kleinthyristoren der Typengruppen 1 A und allenfalls 3 A (etwa *KT 501, KT 502, ST 103/1* u. ä.) bzw. dort in Frage, wo der Thyristor datenmäßig nicht voll ausgelastet wird und wo mehrere Thyristoren benötigt werden (der in [1] angegebene Ringzähler mit Thyristoren kann z. B. mit Thyristorersatzschaltungen erheblich preisgünstiger aufgebaut werden).

6.3. Ersatz von Z-Dioden mit niedriger Nennspannung

Relativ oft besteht die Notwendigkeit, Z-Dioden mit ungebräuchlichen, mit genau vorgegebenen oder mit sehr geringen Z-Spannungswerten verwenden zu müssen. Insbesondere treten Schwierigkeiten bei Z-Spannungen unter etwa 5,6 V auf, weil entsprechende Z-Dioden (abgesehen von einem für 0,7 bis 1 V geeigneten Typ, bei dem es sich abweichend vom Üblichen um eine in Durchlaßrichtung betriebene Z-Diode handelt!) selten erhältlich sind und in der DDR nicht gefertigt werden. Die Werte von etwa 0,7 V, 1,4 V, 2 bis 2,1 V kann zwar der Amateur durch 1 bis 3 in Serie geschaltete Si-Planar-Dioden (SAY-Typen) näherungsweise und mit für seine Zwecke ausreichender Stabilisierungswirkung nachbilden, jedoch bleibt dann immer noch eine „Lücke" im Bereich von 2 bis 6 V. In diesem Fall kann eine Z-Dioden-Ersatzschaltung nach Bild 6.4 ein günstiger Ausweg sein.

Die Ersatzschaltung wird ebenso wie die Z-Diode direkt in die benötigte Schaltung 2polig eingefügt. Diese Schaltung ist für Spannungen ab 1,6 V bis zu etwa 10 V verwendbar (oberhalb dieses Wertes bringt sie gegenüber Z-Dioden



T1: Si-npn-Typ (vorzugsw. Epitaxialplanar)
(SF 126 o.ä.) ≙ $P_{V(ZD)}$; U_{ZD}; J_{ZD} (β>60)
T2: Si-pnp-Typ ≳ 100 mW; β≳30 (KF 517 o.ä.)
Ersatzw. Ge-Typ 100 mW (GC 100 o.ä.)
wenn J_{ceo-T2} < 0,2 mA (wenn Ge-Typ: D notwendig)
D: Si-Typ SAY 15... 32 o.ä. (entfällt, wenn T2 Si-Typ)

Bild 6.4 Ersatzschaltung für eine Z-Diode. Die Schaltung kann für Z-Spannungen zwischen 1,5 V bis etwa 10 V mit R1 genau abgeglichen werden und weist im übrigen alle Eigenschaften einer Z-Diode auf

keine Vorteile mehr), sie kann mit R1 auf eine vorgegebene Z-Spannung genau abgeglichen werden und ihr innerer dynamischer Widerstand liegt mit maximal etwa 3 Ω im Bereich des für Z-Dioden Üblichen. Wegen ihrer Abgleichmöglichkeit kann diese Ersatzschaltung daher auch dann vorteilhafter sein, wenn Z-Dioden mit der in Betracht kommenden Nennspannung handelsüblich sind. T2 sollte nach Möglichkeit ein Si-pnp-Typ sein. Ersatzweise kann dafür ein Ge-pnp-Typ benutzt werden, dann wird jedoch zusätzlich Diode D erforderlich und der Temperaturkoeffizient dieser „simulierten Z-Diode" etwas größer. Für Amateurzwecke ist das jedoch meistens tragbar. Für Z-Spannungen unter 4 V soll T2, wenn er ein Si-Typ ist, eine Epitaxie-Planar-Ausführung sein *(SF 126* o. ä.); der Temperaturkoeffizient der Gesamtschaltung liegt dann bei etwa 2 bis 20 mV/°C je nach Bemessung von R1. Ebenso wie bei der Z-Diode ist auch für die Ersatzschaltung (die schaltungstechnisch genau wie das Bauelement ZD gehandhabt wird) ein bestimmter Mindeststrom (Z-Strom bzw. Querstrom) notwendig, um eine stabile Funktion zu

sichern. Für die Ersatzschaltung soll der Betriebsstrom mindestens 1 mA betragen.

Als Referenzspannung wird bei einem Si-Typ für T2 die Basisschwellenspannung ausgenutzt, bzw. bei einem Ge-Typ die Schwellenspannung der dann vorzusehenden Diode D. Sobald die Spannung über K-A so weit angestiegen ist, daß die Basisdioden-Schwellenspannung erreicht wird (bei welcher äußeren Spannung das eintritt, hängt vom Teilerverhältnis R1, R2 und damit vom Abgleich bei R1 ab), beginnt T2 zu leiten, steuert T1 durch, der seinerseits durch „Kurzschluß" der K-A-Anschlüsse den restlichen Querstrom „übernimmt" und damit einen weiteren Spannungsanstieg verhindert. Bei Stromschwankungen würde sich die Spannung über R1, R2 und damit die Ansteuerung für T1 ändern, wobei T1 den Transistor T2 gegensinnig regelt, so daß die über K-A stehende Spannung auch bei stark schwankendem Querstrom auf konstanter Höhe gehalten wird. Wegen der 2stufigen Verstärkung der Regelgröße ist die Stabilisierungswirkung sehr gut und der dynamische Innenwiderstand entsprechend niedrig. Günstig sind hohe β-Werte für beide Transistoren. Die Belastbarkeit für T1 (demgegenüber kann die Belastung von T2 vernachlässigt werden) bestimmt sich wie bei der Z-Diode aus den für Z-Spannung und Querstrom (der von der äußeren Schaltung abhängt) vorgegebenen Werten:

$$P_v = \frac{U_z}{I_z}$$

für die Z-Diode; mit der zulässigen Vereinfachung $U_z = U_{CET1}$ und $I_z = I_{eT1}$ gilt für die Ersatzschaltung nach Bild 6.4:

$$P_{vT1} = \frac{U_{CET1}}{I_{eT1}} .$$

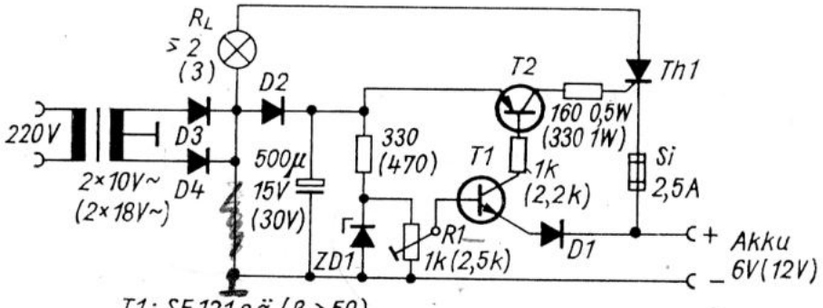
Es sind also Z-Dioden durch Transistoren gleicher Leistungsklasse bei T1 ersetzbar, während T2 strommäßig nur gering belastet wird. Falls die Schaltung nachträglich in vorhandene Geräte eingesetzt und zu diesem Zweck sehr gedrängt aufgebaut werden soll, kann man R1 als —

zuvor erprobten — Festwert einsetzen und, wenn T2 ein Si-Typ ist, eventuell auf R3 verzichten. Die Ersatzschaltung besteht dann nur noch aus insgesamt 4 Bauelementen.

7. Ausgewählte Beispiele und Sonderanwendungen

7.1. Batterieladegerät mit automatischer Ladeendabschaltung

Ladegeräte mit automatischer Kontrolle des Ladezustands bzw. Ladeendabschaltung erfreuen sich zunehmender Beliebtheit. Sie sind je nach Auslegung für alle Akkumulatorengrößen und Typen von Knopfzellenakkumulatoren bis zu Kfz.-Batterien verwendbar. Inzwischen gibt es dafür eine ganze Anzahl Schaltungen verschiedenartigsten Aufwands. Die Komplementärschaltungstechnik ermöglicht auch in diesen Fällen wieder interessante Schaltungslösungen und Vereinfachungen. Zu dieser Thematik sei insbesondere auf [1], [9] und [10] verwiesen.
Im folgenden wird eine komplementäre Ladeschaltung für Bleiakkumulatoren (6 V oder 12 V) gezeigt, die maximal 2 A Ladestrom abgeben kann und deren Merkmal die automatische Ladestromabschaltung bei Ladeende ist. Die Schaltung nach Bild 7.1 stellt einen für Amateurzwecke



T1: SF 121 o.ä. (β > 50)
T2: GC 301 o.ä. (β > 35)
Th1: ST 103/1...5; ST 111/1...5, o.ä. 3...10A-Typ
(bis 0,8A Ladestrom auch: KT 501...504 o.ä.)
D1... D4: SY 200 o.ä. (D3, D4 ≥ 1A)
ZD1: SZX 19/10 o.ä., U_Z = 10V (6-V-Akku)
bzw. SZX 19/18 o.ä., U_Z = 18V (12-V-Akku)

Bild 7.1 Akkumulatorladegerät für Bleiakkumulatoren 6 V oder 12 V mit automatischer Ladeabschaltung ($R_L \geq 2\ \Omega$, für 12 V $\geq 3\ \Omega$)

günstigen Kompromiß zwischen Aufwand und Eigenschaften dar. Die Sekundärspannung des Ladetransformators — für den man eine für Ladegeräte übliche Ausführung benutzen kann — hängt ebenso wie die Widerstandswerte von der Akkumulatornennspannung ab, für die das Gerät ausgelegt werden soll. Die für 12-V-Akkumulatoren gültigen Werte sind in Klammern angegeben. Der eigentliche Ladestromkreis mit Ladevorwiderstand R_L (dessen Wert den fließenden Ladestrom festlegt) enthält als Besonderheit nur den Thyristor Th1 zur Abschaltung des Ladestroms bei Ladungsende. Wenn dem Gerät maximal 2 A Ladestrom entnommen werden — der für den vorgesehenen Akkumulatortyp notwendige Ladestromwert wird einmalig mit R_L festgelegt, wie das auch bei üblichen handbedienten Ladegeräten geschieht —, dann kommt man für die Ladegleichrichter D3, D4 noch mit 1-A-Dioden mit Kühlblechen aus. Mit 10-A-Dioden für D3, D4 und entsprechend stärkerem Ladetransformator und Thyristor Th1 sowie verringertem R_L kann das Gerät mit ansonsten unveränderten Schaltungswerten auch für stärkere Ladeströme (Kfz.-Akkumulatoren) ausgelegt werden (Si entsprechend Ladestrom).

Funktion

Über D2 erhält die Abschaltautomatik eine Betriebsspannung; parallel zur Z-Diode ZD1 wird an R1 eine Vergleichsspannung abgegriffen. Mit R1 gleicht man die Ladeendspannung in der Weise ab, daß das Gerät abschaltet, sobald die Ladespannung an den Akkumulatorklemmen (für Bleiakkumulatoren!) 15,5 V (12-V-Akkumulatoren) bzw. 7,5 bis 8,0 V (6-V-Akkumulator) erreicht hat. Bei angeschlossenem Akkumulator ist zunächst T1 durchgesteuert über R1, T1, D1, Akkumulator Pluspol, Akkumulator Minuspol. Der Kollektorstrom von T1 öffnet auch T2, dessen Kollektorstrom als Zündstrom für Thyristor Th1 dient. Demzufolge ist Th1 ständig gezündet, und über R_L, Th1 fließt Ladestrom in den Akkumulator. Im Verlauf der Ladung steigt dessen Klemmenspannung. Sobald sie die an

R1 abgegriffene Spannung (abzüglich Schwellenspannungen für T1 und D1) erreicht, sperrt D1, und T1 wird stromlos. Dadurch sperrt auch T2, so daß Th1 nicht mehr zündet. Th1 bleibt, einmal gezündet, jeweils bis zum Ende der jeweiligen Wechselspannungshalbwelle an D3 bzw. D4 geöffnet. Da diesen Dioden kein Ladekondensator folgt (der 500-µF-Siebelektrolytkondensator ist deshalb, und um Rückentladung in den Akkumulatorladestromkreis zu verhindern, mit D2 abgetrennt), wird der Ladestrom durch Th1 in jeder Periode zweimal kurzzeitig Null. Dabei sperrt der Thyristor und bleibt, sofern er keinen Steuerstrom von T2 mehr erhält, auch weiterhin gesperrt. Si und D1 verhindern Beschädigungen des Ladegeräts bei Kurzschluß an den Ladeleitungen.

Für R_L ist in Bild 7.1 symbolisch eine Lampe angegeben. Sie ist an dieser Stelle die einfachste Lösung zur Realisierung der erforderlichen hochbelastbaren Widerstände mit wenigen Ohm. Für einen 6-V-Akkumulator eignet sich bei der angegebenen Transformatordimensionierung eine Lampe 6 V/10 W (bis 15 W) bzw. für 12-V-Akkumulatoren ein Typ mit den Werten 12 V/25 W. Die Lampe leuchtet jedoch während der Ladung nicht bzw. nur sehr schwach auf, da an ihr nur wenige Volt abfallen. Mit entsprechend höher gewählter Ladetransformatorspannung (wobei D2 an eine Anzapfung des Transformators zu legen wäre) kann man aber auch andere Lampentypen verwenden, die dann in der Weise dimensionierbar sind, daß ihr Aufleuchten den Ladevorgang anzeigt. Bei den vorstehend empfohlenen Lampen wird deren Kaltwiderstand ausgenutzt, was zugleich den Vorteil hat, daß der Ladegeräteausgang dann zumindest kurzzeitig kurzschlußfest ist (die angegebenen Lampentypen leuchten bei Ausgangskurzschluß hell auf). Zur Ladestromkontrolle läßt sich in Serie mit R_L oder in Serie mit Sicherung Si ein Amperemeter einschalten (jedoch nicht in der Akkumulatorzuleitung, weil das den Abschaltspannungswert verfälschen kann!). Eine Eigenheit dieser wie aller ähnlichen Schaltungen besteht darin, daß gegen Ladeende ein ständig pulsierender Ein-

und Ausschaltvorgang auftritt, weil nach Abschalten des Ladestroms die Akkumulatorklemmenspannung innerhalb einiger Sekunden absinkt, die Automatik demzufolge den Ladestrom wieder einschaltet usw. — das ist ein normaler Vorgang. Wenn R1 auf etwas niedrigere Ladeendspannung eingestellt wird, so daß die Ladestromabschaltung bereits bei 2,5 V je Zelle (für Bleiakkumulator) einsetzt, kann der Akkumulator unbeaufsichtigt ständig angeschlossen bleiben und wird in ständiger Betriebsbereitschaft gehalten (Erhaltungsladung), ohne daß ein störendes Gasen mit schnellem Wasserverlust zu befürchten wäre.

7.2. Batterieentladungsbegrenzung

Transistorgeräte des Amateurs sind sehr oft mit Kleinakkumulatoren als Stromquellen versehen. Es kommt dann gelegentlich vor, daß das Ausschalten vergessen und der Akkumulator infolge zu tiefer Entladung geschädigt wird. Auch bei Primärelementen kann ein vergessenes Abschalten zu Tiefentladung mit Auslaufen der Batterie führen. Die Schaltung nach Bild 7.2 kann derartigen Schäden vorbeugen. Sie bewirkt eine automatische Abschaltung der Batterie, sobald die Batteriespannung einen unteren Schwellwert (Entladeendspannung) unterschreitet. Die An-

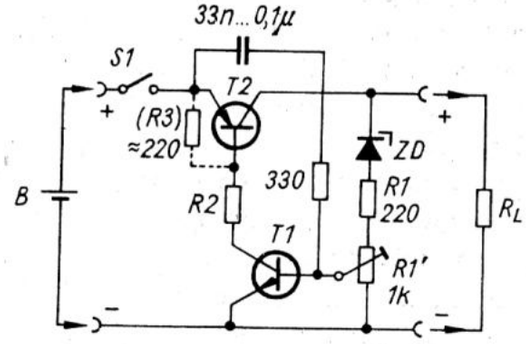


Bild 7.2 Batterieentladungsbegrenzung. Die Schaltung trennt den Verbraucher von der Batterie ab, wenn diese eine bestimmte Mindestspannung unterschreitet (Kondensator über T2 ist C1)

ordnung wird zwischen die vorhandene Batterie B und das zu speisende Gerät — symbolisiert durch den Lastwiderstand R_L — eingeschaltet; S1 ist der Einschalter des vorhandenen Geräts. Die Schaltung arbeitet wie folgt:

Beim Einschalten von S1 wird zunächst Starthilfskondensator C1 (Wert unkritisch) geladen. Sein Ladestromstoß öffnet T1, dessen Kollektorstrom wieder den Längstransistor T2 durchsteuert. Damit erhält R_L Spannung, außerdem kommt jetzt über ZD, R1, R1' eine ständige Basisansteuerung für T1 zustande, so daß T1 und T2 geöffnet bleiben. R2 ist in der Weise bemessen, daß T2 voll gesättigt ist. R_L erhält somit die nur um den Betrag der Kollektorsättigungsspannung von T2 (0,2 bis 0,4 V) verringerte Batteriespannung von B.

Sobald die Batteriespannung unter den zulässigen Mindestwert absinkt, wird die Z-Spannung von ZD erreicht bzw. unterschritten. Die an R1' abfallende Spannung genügt dann nicht mehr, um T1 geöffnet zu halten. T1 schließt, T2 ebenso, was zur weiteren Absenkung der Ausgangsspannung und damit völliger Sperrung von ZD, T1 und T2 führt. Die Schaltung weist also ein ausgeprägtes Kippverhalten auf. Im gesperrten Zustand sind R_L und der Querzweig ZD, R1, R1' stromlos. Der Batterie B wird nur noch ein minimaler Strom entsprechend dem Kollektorreststrom T2 entnommen. Aus diesem Grund ist für T2 ein Si-pnp-Transistor von Vorteil, der aber im Hinblick auf geringe Kollektorsättigungsspannung ein Epitaxietyp sein sollte. Wird für T2 ein Ge-pnp-Typ benutzt, so läßt sich im Bedarfsfall R3 vorsehen und damit der Reststrom erheblich verringern. Falls S1 in kurzen Abständen ein- und ausgeschaltet werden muß (je nach vorhandenem Gerät), kann es ratsam sein, parallel zu C1 einen Widerstand (1 bis 2 MΩ) zu legen, damit C1 vor dem nächsten Einschaltvorgang schnell genug entladen ist.

R2, ZD und die Transistoren müssen je nach den gegebenen Verhältnissen (Batteriespannung bei B und Stromaufnahme des Verbrauchers R_L) bemessen werden. Für T1 eignet sich ein beliebiger Si-pnp-Typ (SC-, SF-Typenreihen),

dessen zulässige Kollektorspannung mindestens der Batteriespannung entsprechen muß. Ein hoher β-Wert ist von Vorteil. T2 wird im allgemeinen ein Typ für mindestens 0,4 bis 0,5 W Belastbarkeit sein müssen (z. B. *KF 517, GC 301),* dessen maximal zulässiger Kollektorstrom mindestens gleich dem maximal von R_L aufgenommenen Spitzenstrom ist; die zulässige Kollektorsperrspannung muß mindestens der Batteriespannung entsprechen. Da die Anordnung Kippverhalten zeigt (T2 entweder voll geöffnet oder voll gesperrt), ist die Verlustleistung für T2 nicht die entscheidende Kenngröße, und T2 benötigt keine Kühlung, wenn R2 richtig bemessen wurde. Der Wert für R2 richtet sich nach dem β-Wert von T2 und wird zweckmäßig in der Weise erprobt, daß bei der maximal durch R_L auftretenden Stromstärke die Spannung zwischen Kollektor-Emitter von T2 noch unter 0,4 V bleibt. Um T1 und die Batterie nicht mehr als nötig zusätzlich zu belasten, sollte R2 auch nicht kleiner werden als dafür notwendig.

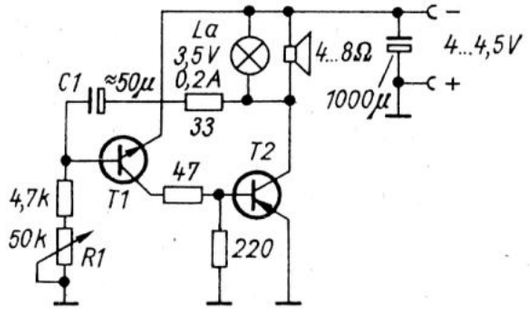
ZD ist ein 250-mW-Typ (SZX . . .-Typenreihen), deren Z-Spannung etwa 1,5 bis 2,5 V unter der für R_L bzw. die Batterie festgelegten Entladeendspannung liegen soll. Beispielsweise beträgt die Entladeendspannung für einen 12-V-Bleiakkumulator 10,8 V. ZD sollte dafür eine Diode mit $U_Z \approx 8{,}5$ V (z. B. *SZX 18/8,2* oder *SZX 18/9,1*) sein. Mit R1' wird zuletzt in der Weise abgeglichen, daß die Schaltung sperrt, sobald die Akkumulatorspannung auf 10,8 V abgesunken ist.

Falls das bei R_L angeschaltete Gerät eingangsseitig Elektrolytkondensatoren enthält, die einen entsprechend starken Einschaltstromstoß aufnehmen, könnte das zu einer unangenehmen niedrigen Dimensionierung für R2 zwingen. In solchen Fällen läßt sich C1 als Elektrolytkondensator (einige µF) vorsehen und der mit C1 in Serie liegende Widerstand auf 2 bis 3 kΩ vergrößern. Der Starthilfsstromstoß wird dann so weit verlängert, daß die bei R_L parallelliegenden Elektrolytkondensatoren aufgeladen werden und die Spannung an R_L und ZD den Nennwert erreicht, bevor der Ladestrom über C1 abgeklungen ist. Es

gelingt dann, R2 entsprechend dem für R_L zu erwartenden Dauerstrom statt für die Einschaltstromspitze auszulegen. Falls — je nach benutzter Batterieform — keine besonders genaue Einhaltung der Abschaltspannung erforderlich ist, sondern lediglich abgeschaltet werden soll, wenn die Batteriespannung erheblich unter den Nennwert sinkt (dieser Ansatz genügt z. B. für Primärelemente), dann kann man auf ZD verzichten. R1 wird dann so groß ausgelegt, daß je nach der an R_L stehenden Sollspannung über R1' noch etwa 1 bis 1,5 V abfallen.

7.3. Metronomtaktgeber für Sportler und Musiker

Die Aufgabenstellung eines Metronoms besteht darin, ein markantes Taktgeräusch zu erzeugen, dessen Tempo variierbar sein muß. Statt der von Musikern benutzten kostspieligen mechanischen Metronome kann ein Gerät nach Bild 7.3 benutzt werden. Es besteht aus einem komplementären Taktgeber, wie er bereits in anderem Zusammenhang ähnlich benutzt worden ist (Bild 4:13). Als Lautsprecher wird eine nicht zu kleine Ausführung (Membrandurchmesser 100 bis 160 mm) mit 4 bis 8 Ω Impedanz gewählt. Werte über 8 Ω ergeben eine merklich verringerte Batteriebelastung, aber auch etwas verminderte Lautstärke, die bei einem Metronom nicht zu gering sein



T1 : SF 121 o.ä.; ß ≥ 200
T2 : GD 160...240 (≥ 1A); B ≥ 30

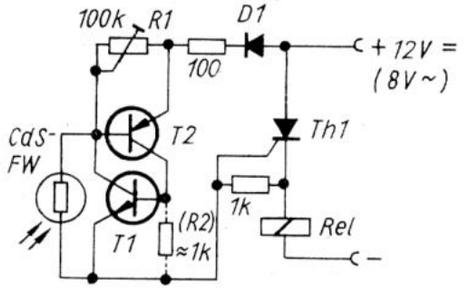
Bild 7.3 Metronom-Taktgeber

darf. Die Nennbelastbarkeit des Lautsprechers sollte mindestens 2 W betragen. Die Stromquelle hat kurzzeitig (während der Taktimpulse) Spitzenströme zwischen 0,5 bis 1 A (je nach Lautsprecher) aufzubringen und soll deshalb niederohmig sein. In Betracht kommen Serienschaltungen aus 3 Monozellen oder 2 Trockenakkumulatoren *RZP 2* o. ä. Batterieformen. Der der Batterie parallelliegende 1000-µF-Elektrolytkondensator bezweckt eine Pufferung der Stromspitzen und ermöglicht eine erheblich weitergehende Batterieausnutzung. Da die Taktimpulse sehr kurz (etwa 1 ms) sind und die Stromaufnahme in den Taktpausen unter 1 mA liegt, ergibt sich eine sehr lange Batterielebensdauer, die je nach Taktfrequenz mehrere 100 Stunden erreichen kann. Die Wahl der Taktfrequenz (Tempi-Wahl) geschieht mit R1 und ist innerhalb des für musikalische Zwecke üblichen Tempi-Bereichs im Verhältnis 1 : 10 einstellbar. Mit C1 lassen sich auch andere Taktfrequenzbereiche wählen. Die parallel zum Lautsprecher geschaltete Lampe kann als zusätzliche optische Signalisierung dienen, aber auch entfallen. Sie blitzt zugleich mit dem Taktschlag kurz auf. Die Lampenleuchtzeit läßt sich eventuell durch Vergrößern des 33-Ω-Widerstands in Serie mit C1 etwas verlängern, wobei die Verlängerung aber nicht so weit gehen darf, daß der Takt im Lautsprecher bereits als Doppelschlag hörbar wird. T2 muß ein Leistungstransistor (1-A-Typ) sein, der aber keine Kühlung benötigt. Falls das Metronom nur geringe Anforderungen an Lautstärke und Klangcharakter (der durch die extrem kurz angeregte und frei ausschwingende Lautsprechermembran bestimmt wird; der Klangcharakter ist bei Metronomen für Musikzwecke keineswegs nebensächlich!) zu erfüllen hat, kann man eventuell statt des Lautsprechers eine Posthörkapsel (etwa 50 Ω Widerstand) verwenden oder — wenn rein optische Signalisierung genügt — auch nur die Lampe vorsehen. In diesen Fällen genügt für T2 ein 0,4-W-Transistor *(GC 301)*.

7.4. Optoelektronische Anwendungen

7.4.1. Optisch triggerbare Thyristorzündschaltung

Bei Thyristoren sind Laststromkreis und Gate-Steuerstromkreis einpolig verbunden, was gelegentlich Schwierigkeiten bereiten kann. Wenn der Thyristor z. B. Netzstromkreise schaltet, liegt zwangsläufig die gesamte zugehörige Ansteuerschaltung auf Netzpotential. Für eine Potentialtrennung zwischen Thyristorlastkreis und Steuerschaltung bietet sich der optische Koppler an. Bild 7.4 zeigt den Stromlaufplan einer Thyristor-Triggerschaltung für diesen Zweck, die zunächst für die dem Amateur verfügbaren preiswerten Bauelemente ausgelegt ist. Sie kann bei Verwendung von Transistoren mit entsprechend höherer Sperrspannung ebenso für höhere Thyristor-Lastkreis-Betriebsspannungen verwendet werden. Th1 schaltet den Lastkreis, für den ein Relais Rel angenommen sei. Wenn die Betriebsspannung für Th1 und Rel eine Gleichspannung ist, bleibt Rel angezogen, sobald Th1 gezündet hat (Rel zieht, sobald ein kurzer Lichtblitz auf den Fotowiderstand FW trifft, und bleibt dann gezogen; Selbsthaltung).



T1: SF 121 o.ä. (ß > 100)
T2: KF 517 o.ä. Si-pnp; ß > 80
(ersatzw. GC 121 o.ä.; J_{ceo} < 0,2 mA;
dann R2 notwendig; R1 nach Versuch)
D1: SAY 32 (SY 200)
Th1: 1... 3-A-Typ (ST 103; KT 501 o.ä.)

Bild 7.4 Optische Triggerung eines Thyristors. Bei Lichteinfall auf den Fotowiderstand FW wird das Relais Rel betätigt

Es fällt danach nur durch kurzzeitige Unterbrechung der Betriebsspannung ab. Wird für Th1 eine Wechselspannung benutzt, so arbeitet Rel im Halbwellenbetrieb (Einweggleichrichtung durch Th1 — diese Betriebsweise ist für Thyristoren statthaft, solange nur höchstens 50 % der zulässigen Sperrspannung ausgenutzt werden) und fällt dann ab, sobald der Lichteinfall auf FW aufhört, weil Th1 nunmehr in jeder Wechselspannungsperiode einmal sperrt. Rel muß bei dieser Betriebsweise mit einem Parallelkondensator versehen werden, sonst „schnarrt" es im 50-Hz-Rhythmus. Das Versuchsmuster ist mit einem statt Rel direkt eingeschalteten elektromagnetischen Türöffner üblicher Bauart erfolgreich erprobt worden, wobei ein Klingeltransformator die Betriebsspannung lieferte. Der durch Th1 bewirkte Halbwellenbetrieb ist für die Funktion des Türöffners sehr vorteilhaft. Bei dieser Anwendung wird die Tür geöffnet, sobald Licht auf FW fällt (Türschloß, das sich mit einer Taschenlampe öffnen läßt; FW ist versteckt anzuordnen). Die für Wechselspannungsanwendung erforderliche Diode D1 wird bei Gleichspannungsbetrieb überflüssig. Der Thyristor kann bei Gleichspannung z. B. im genannten Beispiel mit einem Türkontakt gelöscht werden, der beim Öffnen die Rel-Zuleitung unterbricht, woraufhin Th1 wieder in den Sperrzustand übergeht (Betriebsspannungsunterbrechung).

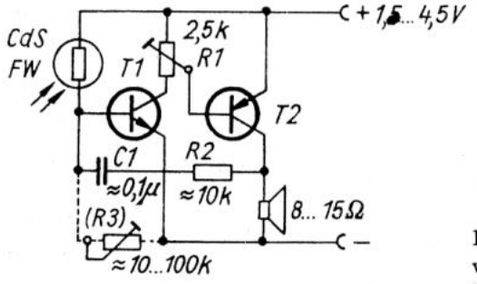
Die Zündschaltung für den Thyristor ist eine abgewandelte, der Vierschichtdioden-Ersatzschaltung ähnliche Schaltung (s. Bild 6.1), bei der die Z-Diode entfällt. T1, T2 sind normalerweise gesperrt. Sobald auf den Fotowiderstand FW (für den sich ein handelsüblicher CdS-Typ eignet, zu den Typen s. auch [1]) Licht fällt, wird T2 geöffnet, der seinerseits T1 ansteuert, so daß beide Transistoren in der schon bei Bild 6.1 beschriebenen Weise plötzlich voll durchschalten. Für Th1 bildet sich dabei ein kräftiger, nur durch den 100-Ω-Widerstand begrenzter Zündstrom, der sofort nach Zündung von Th1 auf einen geringen Restbetrag zurückgeht. Bei welcher Lichtstärke das Ansprechen geschieht, hängt vom Abgleich des Empfindlichkeitsreglers R1 ab.

Falls für T2 ein Ge-pnp-Typ benutzt werden muß, wird wegen dessen nicht mehr vernachlässigbar kleinen Kollektorreststroms R2 erforderlich, dessen Wert nach Versuch zu bemessen ist und — für hohe Lichtempfindlichkeit — möglichst groß sein muß. Der Wert für R1 ist danach ebenfalls zu erproben.

Statt eines Fotowiderstands auf CdS-Basis kann man auch recht vorteilhaft Si-Fototransistoren aus ČSSR-Importen oder vom Amateur aus Planartransistoren (*SF 121* u. ä.) selbst angefertigte Typen verwenden. Eine Anleitung zur Selbstanfertigung und Anwendung solcher Fototransistoren ist in [11] zu finden und auch in [1] kurz dargelegt. Ein solcher Fototransistor kann unmittelbar für T1 eingesetzt werden und erfüllt dann beide Funktionen (FW und T1).

7.4.2. Lichtindikatoren

Mit der Schaltung nach Bild 7.5 kann Licht, das auf den Fotowiderstand FW fällt, in ein akustisches Signal umgesetzt werden. Die Schaltung entspricht weitgehend der nach Bild 4.15. Sobald FW — ein CdS-Typ, s. dazu auch [1] — beleuchtet wird, ertönt aus dem Kleinlautsprecher ein markanter Ton, dessen Tonhöhe und Klangcharakter mit R2 und C1 beeinflußt werden können. R1 hängt von den Transistor-Exemplardaten ab und wird nach Versuch auf die für das

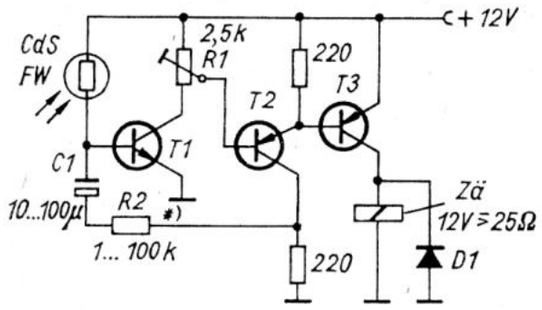


T1: SF 121 o.ä. (β ≥ 120)
T2: GC 301 o.ä (β ≥ 50)
FW: FO-K3, CdS 6 o.ä.

Bild 7.5 Lichtindikator. Bei Verwendung eines infrarotempfindlichen Bauelements (PbS-FW oder Si-Fototransistor) auch zum Nachweis von Infrarotstrahlung geeignet

Ansprechen gewünschte Lichtempfindlichkeit eingestellt. Falls die Empfindlichkeit schon so hoch ist, daß bereits bei geringsten Lichteinwirkungen oder im Dunkeln eine Tonerzeugung einsetzt, kann zusätzlich R3 vorgesehen werden; die Empfindlichkeitseinstellung ist dann wechselseitig mit R1 und R3 in einem großen Bereich möglich. In Bild 7.5 sind 2 Typen für FW, mit denen das Versuchsmuster erprobt worden ist, mit angegeben; der Importtyp *FO-K3* eignete sich dabei über einen großen Helligkeitsbereich hinweg ohne Nachstellen von R1 oder R3. Anwendungen für dieses kleine Gerät wird der fantasiebegabte Amateur selbst zu finden wissen — denkbar sind Flammenwächter an Heizungen, Brandsignalisierung, Raumüberwachungsschaltungen usw. Hingewiesen sei auch auf die Möglichkeit, für FW einen infrarotempfindlichen Typ (Typenreihe PbS früherer Fertigung, ähnliche Importtypen auf Bleisulfidbasis) zu verwenden. Dann ist mit diesem Gerät der Nachweis von (unsichtbarer) Infrarot- und kurzwelliger Wärmestrahlung möglich, woraus sich eine ganze Anzahl ernsthafter Anwendungsmöglichkeiten ergeben. Auch mit den im vorigen Abschnitt erwähnten selbstgefertigten Si-Fototransistor ([11]) läßt sich Infrarotstrahlung nachweisen. Bei Verwendung eines Si-Fototransistors statt FW in der Schaltung nach Bild 7.5 wird meistens R3 notwendig sein.

Eine andersartige Anwendung eines Lichtindikators ist das Lichtmengendosimeter. Über Anwendungszweck solcher Einrichtungen ist in [1] bereits einiges geschrieben (Kontrolle von Treibhausbeeten auf die biologisch wirksam gewordene Lichtmenge, die sich aus Beleuchtungsstärke und Einwirkungsdauer zusammensetzt). Gegenüber den in [1] dafür gezeigten Schaltungen bietet auch dabei die Komplementärtechnik eine günstigere, insbesondere speisestromsparende Schaltungsvariante an. Bild 7.6 zeigt den Stromlaufplan eines Lichtmengendosimeters. Zur Registrierung der Lichtmengeneinheiten ist ein aus Altbeständen für Amateure billig angebotenes Post-Gesprächszählwerk Zä direkt einsetzbar, das mit 12 V bereits sicher anzieht und dessen



T1: SF 121 o.ä. (β≈120)
T2: GC 121 o.ä. (β≈50)
T3: GC 301, GD 160 o.ä. ≈0,4W (β≥25)
FW: F0-K3, CdS 6 o.ä.

Bild 7.6 Lichtmengendosimeter. Das Gerät zeichnet sich durch sehr geringe Ruhestromaufnahme aus. Je nach der auf den Fotowiderstand FW fallenden Lichtstärke und Beleuchtungsdauer werden vom Zählwerk Zä mehr oder weniger Impulse je Zeiteinheit gezählt

Widerstand 100 Ω beträgt. Das Versuchsmuster ist bei Zä mit dem — allerdings kostspieligen — 6stelligen industriellen Zählwerk Typ *ZL 12 K* bestückt worden. Falls bei Zä ein 6-V-Relais eingesetzt wird, kann die ganze Schaltung mit 6 V betrieben werden.

T3 arbeitet als Schaltstufe für das Zählwerk, die unmittelbar von T2 und gleichtaktig mit diesem angesteuert wird. T1, T2 entsprechen im Prinzip der in Bild 7.5 gezeigten Schaltung, so daß weitergehende Erläuterungen entfallen können. Mit R1 wird einmalig in der Weise abgeglichen, daß die Schaltung innerhalb eines möglichst großen Helligkeitsbereichs bzw. ab der für die Erfassung interessierenden Mindesthelligkeit Zählimpulse erzeugt. Solange CdS-FW dunkel ist, entstehen keine Impulse, Zä ist stromlos, und die Ruhestromaufnahme der Schaltung beträgt nur etwa 0,1 bis 0,3 mA. Sobald FW beleuchtet wird, entstehen einzelne Impulse, die vom Zählwerk Zä registriert werden. Die für sicheres Schalten des Zählwerks notwendige Impulslänge (etwa 0,1 s) läßt sich mit R2 nach Bedarf festlegen. R2 hängt außerdem noch von dem für C1 gewählten Wert ab. Je nach der gewünschten Impulsgrundfrequenz kann

man C1 auch umschaltbar ausführen (Wertstaffelung 1 : 10 oder größer!), wobei dann jeder für C1 vorgesehene Kondensator seinen eigenen Widerstand R2 erhält (ähnlich wie bei S1 — Bild 4.12). Mit zunehmender Helligkeit steigt die Anzahl der erzeugten Impulse je Zeiteinheit. Die von Zä registrierte Impulszahl steigt um so mehr an, je länger das Licht auf FW einwirkte und/oder je größer die Helligkeit war. Die Impulsanzahl ist damit ein Maß für die (biologisch oder z. B. bei fotochemischen Vorgängen) wirksam gewordene Lichtdosis. Beim Mustergerät konnte dabei ohne Umschaltung des C1-Wertes und ohne Änderung anderer Werte je nach Lichtstärke ein Bereich von 1 Impuls je 1 bis 200 s (!) überstrichen werden. Damit genügt die Schaltung den in den genannten Anwendungsbeispielen auftretenden, praktisch interessierenden Helligkeitsschwankungen. Der Zusammenhang zwischen Beleuchtungsstärke und Impulszahl ist nahezu linear. Je nach Daten von FW und den Transistoren kann — ähnlich wie bei der Schaltung nach Bild 7.5 — auch in der Schaltung nach Bild 7.6 parallel zu Basis-Emitter ein Einstellwiderstand R3 zur günstigeren Festlegung des Helligkeitsbereichs vorgesehen werden. Das Versuchsmuster ist im Zusammenhang mit Pflanzenwuchsstudien an einer *Station Junger Naturforscher* erfolgreich eingesetzt worden.

7.5. Berührungsschalter (Sensorschalter)

Kontaktlose Berührungsschalter — auch als Sensorschalter bekannt geworden — finden zunehmend auch beim Amateur Verbreitung. Das Prinzip beruht darauf, daß ein Schaltvorgang nicht mehr durch Betätigen eines mechanischen Kontakts, sondern durch bloße Berührung einer leitfähigen Fläche — der Schaltfläche oder Sensorfläche — mit der Fingerkuppe bewirkt wird. Der Wirkungsweise nach kann man unterteilen in Sensorschalter, die vorhandene elektrostatische oder elektromagnetische Fremdfelder (etwa das in Wohnräumen stets vorhandene 50-Hz-Feld der Netzleitungs-

installation) ausnutzen, wobei der Körper der Bedienungsperson mit einer „Antenne" vergleichbar ist und an die Sensorelektrode eine geringe elektrische Spannung liefert, die für den Schaltvorgang ausgenutzt wird. Beispiele für derartige Schalter findet der Amateur u. a. auch in [1] und [6]. Diese Schalter sind an das Vorhandensein ausreichend kräftiger Störfelder gebunden und daher z. B. im Freilandeinsatz nicht immer funktionsfähig.

Die 2. Gruppe von Sensorschaltern arbeitet mit 2teiligen Sensorelektroden, zwischen denen die Fingerkuppe einen — hochohmigen — Übergangswiderstand herstellt. Diese Sensorschalter arbeiten zuverlässiger, benötigen aber eine gute Isolation zwischen den beiden eng benachbarten Schaltflächenhälften. Die in der Amateurliteratur gelegentlich für derartige Schaltflächen empfohlene Herstellung aus einem kleinen Stück kupferkaschierten Leiterplattenmaterials, das durch eine geätzte oder geritzte Trennlinie (die vom Finger überbrückt wird) in 2 Elektroden aufgeteilt wird, bewährt sich nur für vorübergehende experimentelle Anwendungen. Bei öfterem Berühren kommt es durch Staub- und Fingerschweißablagerung zwischen den Elektroden schon bald zu bleibenden Schlüssen. Immerhin muß der Sensorschalter bereits bei Übergangswiderständen von 5 bis 10 MΩ ansprechen, weil der Übergangswiderstand bei trockener, verhornter Fingerkuppe und geringem Auflagedruck auf die relativ kleinen Kontaktflächen durchaus diese Werte erreichen kann. Für zuverlässige Sensorschalterkonstruktionen sollte man daher hochwertige, staub- und wasserabweisende Isoliermaterialien benutzen (Polyäthylen, Polystyrol, Piacryl u. ä.). Die Sensorkontakte selbst kann der Amateur nach Form und Größe nahezu beliebig wählen; die isolierende Trennlinie zwischen ihnen sollte zwecks sicherer Betätigung 1 bis 2 mm nicht überschreiten. Möglich sind konzentrische Anordnungen (eine Elektrode kreisförmig, Metallscheibe o. ä., die 2. Elektrode in deren Mitte als Metallplättchen) oder parallele Anordnungen (2 schmale Metallstreifen nebeneinander). Derartige Betätigungsorgane

sind sehr einfach und billig zu fertigen und benötigen sehr wenig Montageplatz, sie sind außerdem praktisch verschleißfest. Da die Kontaktflächen beim Berühren nicht nachgeben, fehlt dem Bedienenden allerdings jedes Gefühl dafür, ob der Schaltvorgang wirklich stattfindet. Soweit das nicht aus der Gerätefunktion hervorgeht, wird man deshalb bei Sensorschaltern Anzeigelampen (technisch günstig bezüglich Platzbedarf, Lebensdauer und Zuverlässigkeit bei geringem Strombedarf sind Leuchtdioden) vorsehen müssen. Die erwähnten Isolierstoffe kommen dem insoweit entgegen, als man die Anzeigelampen unmittelbar hinter den Sensorschaltflächen anordnen kann, so daß die betätigte Kontaktfläche durchleuchtet wird. Dem Amateur bieten sich viele individuelle Gestaltungsmöglichkeiten, so daß Sensorschalter — falls der Aufwand für die Sensorelektronik tragbar erscheint — eine echte Alternative zum herkömmlichen mechanischen Schalter darstellen können. Sensorschalter lassen sich auch zu „Tastenschalterreihen" kombinieren und in verschiedenster Weise untereinander koppeln (auf rein elektrischem Wege), „verriegeln" bzw. in Abhängigkeit bringen. Die Beschreibung solcher Kombinationen führt allerdings über den Rahmen dieser Broschüre hinaus; auch sollen keine Sensorschalter beschrieben werden, die mit MOSFET bestückt sind — dazu gibt u. a. [13] Hinweise. Mit Komplementärtransistoren lassen sich aber ebenfalls vorteilhaft Sensorschalter aufbauen, die z. T. preisliche Vorteile gegenüber MOSFET bringen. Im folgenden werden einige Grundschaltungen gezeigt, die der Leser nach Bedarf einsetzen, kombinieren oder erweitern kann.

Zu beachten ist bei Sensorschaltern, daß durch den mit der Fingerkuppe erzeugten Kontaktübergangswiderstand ein „schleichendes" Ansprechen auftreten kann, wenn die Fingerkuppe beim Auflegen den Stromkreis mit von „Unendlich" allmählich fallendem Widerstand schließt. Deshalb sind praktisch alle Sensorschalter mit Triggern kombiniert, die beim Erreichen des Schaltschwellwerts plötzlich umschalten, was für die anzusteuernden Geräte meist Voraussetzung ist.

Bild 7.7a zeigt den Stromlaufplan eines Sensorschalters, der aus einem *Schmitt*-Trigger nach Bild 4.6a besteht und dem eine Eingangsverstärkerstufe vorgeschaltet ist. R1, R2 richtet sich gemäß dem zu Bild 4.6a Gesagten nach den Exemplardaten von T1, T2. T3 sollte möglichst eine hohe Stromverstärkung β haben, um einen genügend großen Einstellbereich für den Empfindlichkeitsabgleich bei R11 zu erhalten. Mit R11 stellt man in der Weise ein, daß der Trigger bereits bei leichtem Berühren der Sensorflächen mit trockenem Finger sicher schaltet; allerdings hat es wenig Zweck,

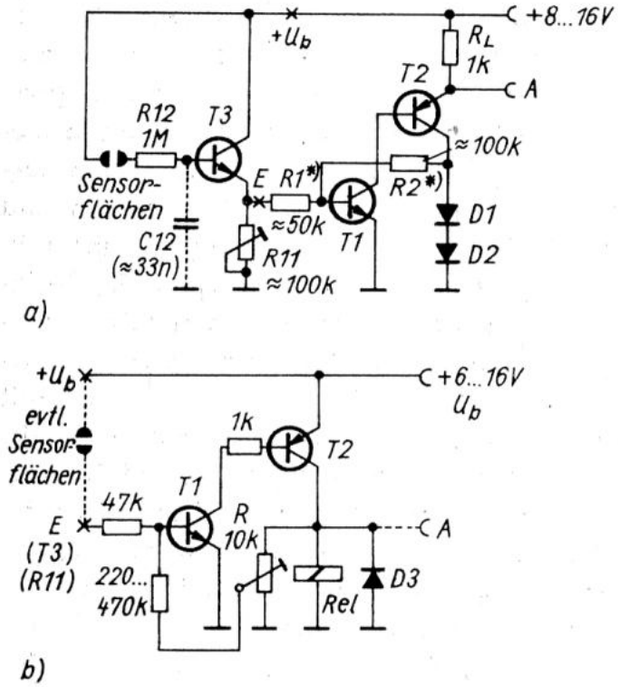


Bild 7.7 Sensor-Berührungsschalter mit *Schmitt*-Trigger (a) und mit vereinfachtem Stromtrigger (b) für Relaisansteuerung

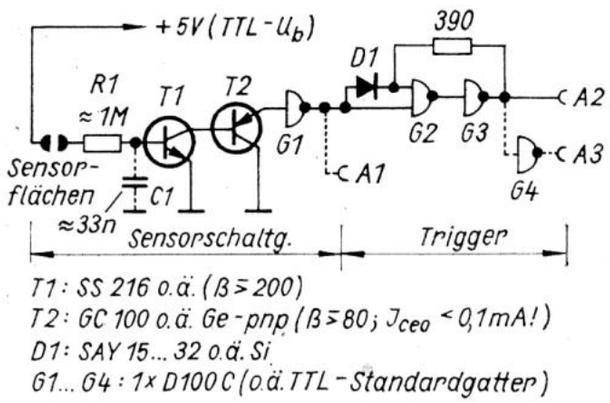
die Empfindlichkeit unnötig hoch zu treiben, weil damit die Sensorisolierung bereits empfindlich gegen Schmutzablagerungen werden kann. Diese Schaltung ermöglicht bereits bei Übergangswiderständen von 20 MΩ und mehr zwischen den Sensorkontakten eine sichere Funktion. Bei R_L kann — wie schon bei der Beschreibung des Triggers erwähnt — z. B. ein Relais eingeschaltet werden, oder es läßt sich die bei A auftretende Spannung zur Ansteuerung der Folgeeinrichtung benutzen. Am Ausgang A steht im Aus-Zustand (Sensor offen) näherungsweise die Betriebsspannung, im Ein-Zustand eine Restspannung von etwa 1,6 V. Die Schaltung nimmt im Aus-Zustand nur einen sehr geringen Ruhestrom auf (entsprechend Kollektorreststrom T2, Größenordnung 0,1 mA — bei Si-pnp-Typ für T2 kann der Ruhestrom = 0 gesetzt werden), im Ein-Zustand ist die Stromaufnahme im wesentlichen durch R_L bestimmt. Falls nur die bei A abnehmbare Spannung „weiterverarbeitet" werden soll, kann es günstiger sein, der Eingangsstufe (T3 bis Punkt E) statt des *Schmitt*-Triggers gemäß Bild 4.6a die Ausführung nach Bild 4.6b nachzusetzen, deren Ausgang A im Aus-Zustand nahezu keine Spannung (0,1 bis 0,3 V), im Ein-Zustand näherungsweise 80 % der Betriebsspannung führt. Mit der Schaltung nach Bild 4.6b nimmt der Sensorschalter allerdings einen durch den Spannungsteiler R1, R2, R3 bedingten ständigen Ruhestrom auf.

Falls ein Relais angesteuert werden soll, läßt sich die Schaltung vereinfachen. Man benutzt dann die Eingangsstufe T3 bis Punkt E nach Bild 7.7a, dazu die Relaisschaltstufe mit Triggerverhalten nach Bild 7.7b. T1, T2 entsprechen datenmäßig den in Bild 7.7a angegebenen, die Widerstandswerte sind jedoch unkritischer. Je nach Relaisstromaufnahme sollte T2 ein *GC 301* o. ä., ausreichend strombelastbarer Typ sein. Statt Rel kann auch ein Widerstand eingefügt oder R auf ≈ 2,5 kΩ reduziert werden, an dem sich dann eine Ausgangsspannung an A abgreifen läßt. D3 ist nur bei Relaisbetrieb notwendig. Bei Relais mit ausreichend großer Differenz zwischen Anzug- und Abfallstrom, die gegen „schleichende" Ansteuerung nicht empfindlich sind,

kann auch R noch entfallen. Sonst wird R auf günstigstes Schaltverhalten (Hysterese) eingestellt. Die über R erzeugte Rückkopplung verleiht dieser Schaltung das Verhalten eines (komplementären) Stromtriggers. Bei der Ausführung mit Relais nach Bild 7.7b kann — wenn auf R verzichtet wird — eventuell sogar noch die Eingangsstufe entfallen und der Sensor direkt bei E angeschlossen werden (punktiert gezeichnet). Voraussetzung dafür sind sehr hohe Stromverstärkungsfaktoren ($\beta \approx 400$ bis 500 für T1, $\beta \approx 80$ bis 100 für T2). Die Schaltung ist dann an Einfachheit kaum noch zu unterbieten.

Bei der Eingangsstufe T3 (Bild 7.7a) wird Kondensator C12 bei Bedarf vorgesehen. Er unterdrückt den Einfluß niederfrequenter Störfelder (50-Hz-Netzfrequenz), falls der Finger bei ungenauer Berührung nur mit der an Basis T1 liegenden Sensorhälfte kontaktiert. Die dabei eindringende Netzfrequenz kann zur Betätigung bereits ausreichen, und am Triggerausgang A erschiene dann eine 50-Hz-Rechteckspannung; ein bei R_L eingesetztes Relais (ebenso nach Bild 7.7b) würde flattern. C12 unterbindet das Flattern und macht den Sensoreingang auch gegen Störspannungsspitzen unempfindlich. R12, C12 sollen direkt bei T3 angeordnet sein; die Länge der Sensorzuleitung kann dann maximal etwa 1 m betragen, wird aber stets so kurz wie möglich gehalten. Sollten ausnahmsweise längere Sensorleitungen unumgänglich sein, kommt eine Verlegung mit Abschirmkabel in Betracht (Kabelseele zum Eingang R12 und Basis T3; Abschirmung an $+ U_b$ als 2. Sensorzuleitung).

Ein Sonderfall, der für Amateure zunehmend aktuell wird, ist die Signaleingabe in TTL-Schaltungen. Sie muß prellfrei geschehen, weshalb bei Verwendung mechanischer Kontakte zur Betätigung von TTL-Schaltungen stets entsprechende Hilfsschaltungen (Flip-Flop) zur Signalformung notwendig sind, die meist wieder zu einem Umschaltkontakt zwingen. Dafür können statt dessen Sensorschalter sehr vorteilhaft eingesetzt werden. Bild 7.8 zeigt den Stromlaufplan für die Schaltung. Für T2 eignet sich ein Ge-pnp-Typ üblicher Art besser als ein Si-pnp-Typ, jedoch sollte er ausreichend rest-



T1: SS 216 o.ä. ($\beta \geq 200$)
T2: GC 100 o.ä. Ge-pnp ($\beta \geq 80$; $I_{ceo} < 0{,}1$mA!)
D1: SAY 15... 32 o.ä. Si
G1... G4: 1× D100 C (o.ä. TTL-Standardgatter)

Bild 7.8 Sensorschalter zur Signaleingabe in TTL-Schaltkreise bei Digitalschaltungen. Der TTL-Trigger G2, G3 sorgt für TTL-systemgerechte Signalform. Der Sensorschalter ermöglicht prellfreie Signaleingabe ohne Kontakte

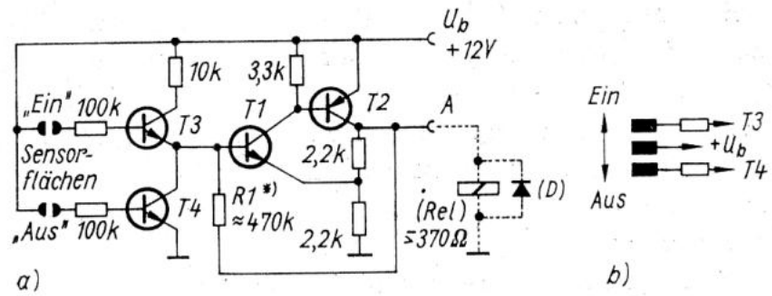
stromarm sein. G1 ist das anzusteuernde Gatter des TTL-Schaltkreises (die angegebene Dimensionierung ist für alle Standard-Gattereingänge der *D-10-* und *D-20-*Serien u. ä. mit Eingangslastfaktoren bis $F_{Le} = 3$ geeignet). Beim Aufbau muß beachtet werden, daß T1, T2 und C1 unmittelbar beim Schaltkreis anzuordnen sind (kurze Leitungen). Der Masseanschluß für T1, T2 und C1 erfolgt unmittelbar am Massepol des angesteuerten Schaltkreises. C1 hat — wie bei Bild 7.7a erläutert — auch in diesem Fall wieder den Zweck, 50-Hz-Einstreuungen zu verhindern.

Im Ruhezustand sind T1, T2 gesperrt, Gattereingang G1 „liest" demzufolge Potential „Hoch" (logisch 1 bzw. H). Gatterausgang G1 liegt somit auf Potential „Tief" (logisch 0 bzw. L). Ein Empfindlichkeitsabgleich entfällt. Bei Berühren der Sensorfläche werden beide Transistoren leitend, wobei T2 den Gattereingang unter die für Potential „Tief" erforderliche Spannung von 0,4 V (bis 0,8 V sind zulässig) „herabzieht". Zur Auslösung genügt an den Sensorkontakten bereits ein Übergangswiderstand von 20 MΩ, wenn für T1, T2 die bei Bild 7.8 empfohlenen β-Werte benutzt werden. Im Aus-Zustand ist der Gattereingang G1 „offen" — er wird also *nicht* über Widerstand an + 5 V gelegt! Diese offene Betriebsweise ist zulässig und betriebssicher, wenn

T1, T2 direkt beim Schaltkreis angeordnet sind. Etwa vorhandene weitere Gattereingänge können offengelassen oder gemeinsam über einen 1-kΩ-Widerstand gemäß Herstellerempfehlung an + 5 V gelegt werden, sollen jedoch nicht mit an Emitter T2 führen. Bedingt durch C1 wird Gatter G1 in jedem Fall „schleichend" geschaltet, am Ausgang A1 ist also kein TTL-gerechtes Signal mit der dafür vorgeschriebenen sehr steilen Flanke vorhanden. Das kann bei nachfolgenden Gattern zu Schwingerscheinungen führen. Deshalb wird in Bild 7.8 vollständigkeitshalber noch eine Triggerschaltung unter Verwendung weiterer Gatter angegeben, wie sie in der TTL-Technik inzwischen als Standardschaltung bekannt ist. Ihre Wirkungsweise entspricht der eines *Schmitt*-Triggers; der Widerstandswert 390 Ω ist fest vorgegeben und sollte annähernd eingehalten werden. An Ausgang A2 steht nunmehr ein TTL-gerechtes Schaltsignal zur Verfügung, das beim Ein-Zustand (Sensorberührung) das Potential „Hoch" hat. Wird der übliche Standard-Baustein *D 100 C* (Basteltyp „IS1") benutzt, so kann dessen 4. Gatter dazu dienen, das Ausgangssignal zu invertieren (G4 und Ausgang A3), das dann im Ein-Zustand das Potential „Tief" führt. Für die Weiterverarbeitung erweist sich diese Signalpolarität oft als günstiger, außerdem steht am Ausgang A3 der volle Ausgangslastfaktor zur Verfügung, was bei A2 wegen des 390-Ω-Triggerwiderstands nicht der Fall ist.

Bild 7.9 zeigt schließlich noch den Stromlaufplan eines in beiden Schaltzuständen stabilen Ein-Aus-Schalters mit 2 getrennten Sensorflächen. Er besteht aus dem in Abschnitt 4.2.3. (Bild 4.5) beschriebenen bistabilen Multivibrator (Flip-Flop), der entweder durch Öffnen von T3 (Sensorfläche „Ein") in den Einschaltzustand oder durch Öffnen von T4 (Sensorfläche „Aus") wegen Kurzschlusses der Basisansteuerung für T1 wieder in den Aus-Zustand versetzt wird. Im Zusammenhang mit Bild 4.5 ist deshalb keine nähere Beschreibung notwendig.

R1 ist relativ unkritisch, kann jedoch bei stärker abweichenden Exemplardaten der Transistoren T1, T2 im Wert



T1: SF 121, SC 206, SS 216 o.ä. (β ≈ 80)
T2: GC 121, GC 301 o.ä. (β ≈ 50; J_{ceo} < 0,2 mA)
T3: wie T1; (β ≈ 200)
T4: wie T1; (β ≈ 100)
*) : abhängig von $\beta_{T1,T2}$; evtl. Abgleich

Bild 7.9 Sensorschalter mit 2 stabilen Zuständen. Geeignet für Ein-Aus-Schaltvorgänge (a). Durch geeignete Auslegung der Sensorflächen (b) kann der Schaltzustand von der Betätigungsrichtung (Überstreifen mit Fingerkuppe) abhängig gestaltet werden (Vergleich: Schiebeschalter)

geändert werden. Je nach dem für R1 gewählten Wert läßt sich diese Schaltung zwischen etwa 9 V und etwa 24 V Betriebsspannung einsetzen. Bei A kann die Schaltspannung abgenommen werden; an dieser Stelle ist unmittelbar der Anschluß eines Relais möglich (punktiert angedeutet, Paralleldiode D: beliebiger Typ). Dann sollte jedoch T2 einen möglichst hohen β-Wert aufweisen. Die Ruhestromaufnahme dieser Schaltung ist nahe Null (entspricht I_{CEO} von T2), im Ein-Zustand beträgt sie (ohne Rel) bei 12 V etwa 3 mA.

Diese Schaltung hat den Vorteil, daß sie beim Anlegen der Betriebsspannung stets den definierten Schaltzustand „Aus" einnimmt. Eine Selbsteinschaltung bei vorübergehendem Ausfall und Wiederkehr der Betriebsspannung ist daher ausgeschlossen. Sollte das durch parasitäre Kapazitäten an den Sensorzuleitungen (bei ungünstigem Aufbau) doch der Fall sein, so kann die Aus-Lage beim Anschalten der Betriebsspannung durch einen Kondensator von etwa 3 bis 10 nF parallel zu Kollektor-Emitter von T4 erzwungen werden. Bei längeren Sensorzuleitungen empfiehlt es sich, jeweils einen Kondensator von Basis T3 und Basis T4 gegen Masse vorzusehen (ähnlich C12 nach Bild 7.7a), da die Schaltung

ohne diese Maßnahme bereits auf extrem kurze Sensorberührung — und demzufolge auch auf kapazitiv eingestreute Störspannungsimpulse — reagiert. Im Hinblick auf 50-Hz-Flattern (wie bei den Triggerschaltungen nach Bild 7.7 und Bild 7.8 möglich) ist diese Maßnahme jedoch nicht erforderlich, weil die Schaltung nach Bild 7.9 sofort im stabilen Zustand verharrt.

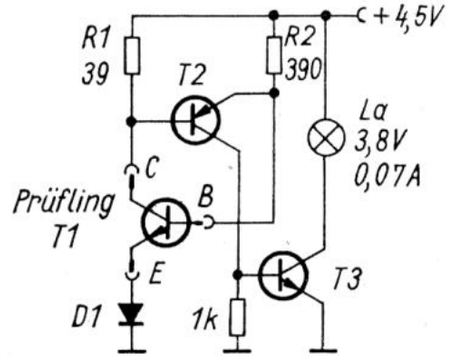
Die beiden Sensorkontakte lassen sich auch zu einem 3teiligen einzigen Sensor zusammenfassen, der z. B. aus drei 4 bis 5 mm breiten Kontaktstreifen mit je 1 mm Zwischenraum bestehen kann (in Bild 7.9 bei b angedeutet). Man erhält auf diese Weise einen „Wischsensor", der mit der Fingerkuppe zu überstreichen ist. Je nach der „Wischrichtung" wird demgemäß zuletzt der „Ein"-Kontakt oder der „Aus"-Kontakt überbrückt. Bedienung und Reaktion der Schaltung ähneln dann der Betätigung eines Schiebeschalters. Bei dieser Sensorgestaltung sollten jedoch die erwähnten eventuell notwendigen Kondensatoren so klein wie möglich bemessen werden, weil der Schalter sonst schon zu träge reagiert.

7.6. Sättigungsspannungstester für npn-Si-Transistoren

Für bestimmte Schaltungsanwendungen wird bei npn-Si-Transistoren eine sehr niedrige Kollektorsättigungsspannung im Schalterbetrieb gefordert ($<$ 0,3 bis 0,4 V). Je nach Typ und Herstellungstechnologie verhalten sich aber die Transistoren recht unterschiedlich; der Bereich der Sättigungsspannung kann zwischen 0,2 und etwa 2 V liegen. Dazu gibt u. a. [6] Hinweise; auch die Datenblätter der Transistorhersteller enthalten darüber Angaben. Für den Amateur ist grob gegliedert die Unterscheidung zwischen Planartypen und Epitaxie-Planar-Typen wesentlich, letztere haben im allgemeinen die erforderliche niedrige Kollektorsättigungsspannung. Leider kann man einem Transistor nicht „ansehen", nach welcher Technologie er gefertigt

worden ist, insbesondere besteht bei den preiswerten ungetypten Bastlertransistoren diesbezüglich oft Ungewißheit. Die beim Amateur vorhandenen Transistorprüfgeräte sind im allgemeinen nur für die Messung des Stromverstärkungsfaktors, des Kollektorreststroms u. ä. Daten ausgelegt und erlauben selten eine Messung der Sättigungsspannung. Den Amateur interessiert jedoch gewöhnlich nicht der Absolutwert, sondern nur die Tatsache, ob die Sättigungsspannung eines Prüflings unter oder über etwa 0,4 V liegt — diese Entscheidung genügt meist zur Beurteilung der Eignung für Schalterzwecke.

Zum schnellen Ausprüfen von Transistoren der Leistungsklasse bis 0,5 W (alle DDR-Serien *SF 121* bis *SF 139*, SS-Typen, SC-Typen und ähnliche) eignet sich der Tester nach Bild 7.10. T1 ist der Prüfling. Er wird mit einem Basisstrom von 10 mA und einem Kollektorstrom von 0,1 A betrieben und ist bei jedem Stromverstärkungsfaktor B $>$ 20 voll gesättigt. Auf Emitter T1 bezogen, liegt die Basisspannung für alle Typen bei 0,6 V. Die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung U_{CEsat} beträgt bei Planartypen in diesem Arbeitspunkt wenigstens etwa 0,5 V, d. h., zwischen Kollektor T1 und Emitter T2 tritt eine Spannung auf, die entweder nahe Null ist oder maximal etwa 0,1 V mit Pluspol an Basis T1



T2 : GC 100...121; ß ≥ 80; J_{ceo} ≤ 0,2mA
T3 : SF 126 o.ä.; ß ≥ 200! (≤ 0,4W)
D1 : SY 200 o.ä. Si ≥ 0,1A

Bild 7.10 Sättigungsspannungstester für npn-Si-Transistoren

erreicht. Bei Typen mit höherer Kollektorsättigungsspannung wird das Basispotential an T1 sogar gegen dessen Kollektor negativ. Zwischen Kollektor und Emitter T1 liegt die Basis-Emitter-Strecke T2, die bei 0,1 V noch nicht öffnet. T2 bleibt also gesperrt, wenn U_{CEsat} von T1 größer als etwa 0,5 V ist. Bei $U_{CEsat} < 0{,}5$ V wird dann die Spannungsdifferenz zwischen Kollektor und Basis von T1 mit Pluspol an B größer als 0,1 V, so daß der pnp-Germaniumtransistor (Si ist ungeeignet) T2 zu öffnen beginnt. Bei einer Basis-Emitter-Spannung von etwa 0,2 V an T2 (entsprechend $U_{CEsat} \leq 0{,}4$ V an T1) ist T2 voll durchgesteuert. Sein Kollektorstrom steuert T3 an, Lampe La leuchtet auf und zeigt damit an, daß die Sättigungsspannung des Prüflings unter 0,4 V (falls die Lampe glimmt, zwischen 0,4 und 0,45 V) liegt. Bei Werten von U_{CEsat} über 0,5 V bleibt La erloschen. Da Sättigungsspannungen unter 0,4 V bei Kollektorströmen um 0,1 A typisch für Epitaxietypen sind, läßt sich der auf diese Weise durch Aufleuchten von La ermittelte Prüfling mit hoher Wahrscheinlichkeit dieser Technologie zuordnen, jedenfalls aber als Schalttransistor verwenden. Über die weiteren Eigenschaften des Prüflings ist damit noch nichts ausgesagt; sie werden mit einem Transistorprüfgerät (z. B. [1]) ermittelt. D1 (Bild 7.10) kompensiert die Basis-Emitter-Schwellenspannung von T3, da sonst für T2 keine ausreichende Kollektorspannung verfügbar wäre. Als Stromquelle eignet sich eine Taschenlampenbatterie oder eine Serienschaltung aus 3 Monozellen. Prinzipiell können mit der gleichen Schaltung auch Leistungstransistoren geprüft werden, wenn R1 und R2 auf je $^1/_{10}$ im Wert verrnigert werden ($I_c = 1$ A) bzw. entsprechend dem für den Leistungstransistor notwendigen Kollektorstrom (R1) und Basisstrom (R2; stets R2 = 10 · R1!) bemessen werden. Es ist dann eine kräftige Stromquelle erforderlich (eventuell 6-V-Akkumulator mit La 6 V/0,1 A). Für T2 wird ein *GC 301* notwendig, wenn R2 erheblich im Wert abnimmt. D1 muß ebenfalls für den Kollektor- bzw. Emitterstrom, bei dem die Prüfung erfolgt, bemessen werden (für Leistungstransistoren schon 10-A-Diode notwendig).

7.7. Relais-Anzughilfsschaltung

Dem Amateur bereitet gelegentlich die Beschaffung geeigneter Relais Schwierigkeiten, wenn nur eine niedrige Betriebsspannung zur Verfügung steht; Relais für höhere Betriebsspannungen sind oft leichter erhältlich. Fast alle mechanischen Relais haben aber die Eigenschaft, daß sie bei einer bestimmten Nennspannung anziehen, den einmal angezogenen Anker jedoch bei auf die Hälfte verringerter Betriebsspannung noch sicher angezogen halten. Es genügt daher, wenn die Anzugsspannung nur für einen kurzen Zeitraum zur Verfügung steht. Aus Bild 7.11 ist zu ersehen, wie ein Relais Rel, das zum Anzug eine Spannung $2 \cdot U_b$ benötigt, mit der einfachen Spannung U_b zum Anziehen und Halten gebracht werden kann. Diese Schaltung läßt sich je nach vorgegebener Spannung U_b und Relaiseigenschaften dimensionieren. Das Anziehen des Relais Rel wird durch Anlegen einer Spannung am Eingang U_e bewirkt. Sobald U_e entfällt, fällt Rel wieder ab.
Bei $U_e = 0$ und abgefallenem Relais sind T1, T2 gesperrt. (Durch Umpolen von Elektrolytkondensator, D1, D2 und Vertauschen des npn- und pnp-Transistors gegeneinander kann die Schaltung auch für positive Betriebsspannung be-

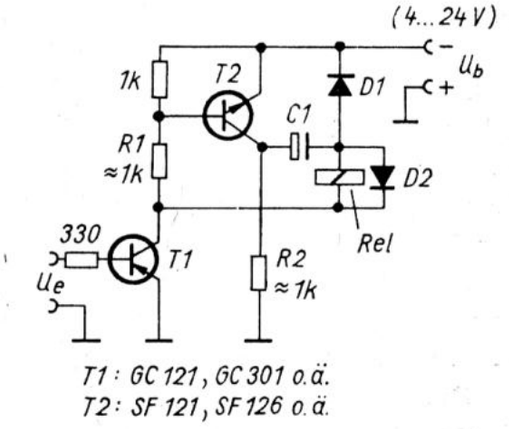


Bild 7.11 Anzugshilfsschaltung für Relais. Die Sonderschaltung ermöglicht den Betrieb eines Relais mit der Hälfte seiner Nennspannung

nutzt werden!) Über $-U_b$, D1, C1, R2 ist C1 auf U_b aufgeladen. Sobald U_e anliegt, öffnet T1, legt Rel an Masse und steuert zugleich T2 an. Über Kollektor-Emitter T2 wird C1 jetzt mit seinem Pluspol an $-U_b$ geführt; der auf U_b geladene Kondensator C1 liegt somit in Serie mit der Betriebsspannung, wobei D1 durch die Kondensatorspannung gesperrt wird. Für Rel steht jetzt über $-U_b$, T2, C1, Rel, T1, Masse die doppelte Betriebsspannung zur Verfügung, so daß Rel anzieht. C1 muß so groß bemessen sein, daß Rel gezogen hat, bevor C1 entladen ist. Nach Entladung von C1 öffnet D1, und das Relais wird nunmehr über $-U_b$, D1, Rel, T1, Masse mit der einfachen Betriebsspannung gehalten, bis T1 durch Wegfall von U_e wieder sperrt. Danach fällt Rel ab, und über D1, R2 wird C1 erneut aufgeladen, wonach der nächste Einschaltvorgang vorbereitet ist. Mit den in Bild 7.11 angegebenen Werten läßt sich die Schaltung für Betriebsspannungen zwischen 4 bis 24 V mit Relais für Nennspannungen zwischen 8 bis 48 V benutzen. Sie ist u. a. eine mögliche Alternative, um 24-V-Relais in 12-V-Geräten oder 12-V-Relais in 6-V- oder 9-V-Geräten verwenden zu können. Je nach Relaisdaten (Widerstand bzw. Stromfluß bei U_b) ist die Belastung der Transistoren zu überprüfen. T1, T2 müssen für einen (kurzzeitigen) Kollektorspitzenstrom in Höhe des Relaisstroms bei dessen Nennspannung (bzw. bei $2 \cdot U_b$) bemessen sein. R1 ist in der Weise zu wählen, daß T2 für diesen Kollektorstrom noch voll gesättigt wird (abhängig von β_{T2}), während R2 zusammen mit C1 die kürzestmögliche Wiederbereitschaftszeit (erneuter Anzug nach Abschalten von U_e) bestimmt. R2 sollte nicht kleiner gewählt werden, als praktisch erforderlich, da sein Strom T2 und die Speisestromquelle zusätzlich belastet; sinngemäß gilt das auch für R1. Der Wert für C1 hängt von der mechanischen Ansprechträgheit des Relais ab, Richtwert (nach Versuch zu optimieren) etwa 10 bis 100 µF. D1 ist eine beliebige Ge- oder Si-Diode, die für den einfachen Relaisstrom (entsprechend R_{Rel} und U_b) und sperrspannungsmäßig für U_b ausgelegt sein muß. Die Relais-Freilaufparalleldiode D2 (Typ unkritisch) soll Überspannungsspitzen im Abschaltmoment verhindern. Die Wiederbereitschaftszeit nach Abschalten von U_e kommt wegen der Nachladezeit für C1 zustande. Mit C1 = 100 µF und R2 = 1 kΩ ist die Schaltung etwa 0,2 bis 0,3 s nach Relaisabfall wieder einschaltbereit.

Der Basiswiderstand von T1 ist unkritisch und kann je nach vorgesehener Ansteuerung von T1 erheblich höher gewählt werden, solange noch eine vollständige Durchsteuerung von T1 gewährleistet bleibt. Mit der in Bild 7.11 angegebenen Dimensionierung zieht das Relais bereits bei $U_e \approx$ 2 bis 3 V sicher an.

8. Literaturverzeichnis

[1] *Jakubaschk, H.:* Das große Elektronikbastelbuch; 4., erweiterte Auflage, Militärverlag der DDR, Berlin 1974

[2] *Jakubaschk, H.:* Amateurtontechnik; 2., erweiterte Auflage, Militärverlag der DDR, Berlin 1975

[3] *Sittig, K., Wiederhold, M.:* Komplementärschaltungstechnik; radio-fernsehen-elektronik 22 (1973) H. 5, S. 147 bis 148

[4] ЗАЩИТА ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕДЕЙ НЧОТ ПЕРЕГРУЗОК; Radio (UdSSR), 1973, Nr. 9, S. 50 (in russischer Sprache)

[5] *Menz:* Ein Trickverstärker für die Gitarre; FUNKAMATEUR, 1974, H. 8, S. 385

[6] *Schlenzig, K., Oettel, R.:* Silizium-Schaltungsmosaik; Original-Bauplan Nr. 18, Militärverlag der DDR, Berlin 1971

[7] *Sittig, K., Wiederhold, M.:* Konstantstromquellen; radio-fernsehen-elektronik 23 (1974) H. 12, S. 386 ff.

[8] *Sittig, K.:* Überlastungssichere Netzgeräte, FUNKAMATEUR, 1974, H. 9, S. 443 ff.

[9] *Kühne, H.:* Elektronisch gesteuerte Aufladung von Akkumulatoren; Elektronisches Jahrbuch 1975, Militärverlag der DDR, Berlin, S. 252 ff.

[10] *Jakubaschk, H.:* Zwei Batterieladegeräte mit automatischer Ladezustandskontrolle und Ladeendabschaltung; radio-fernsehen-elektronik 21 (1972) H. 22, S. 741 bis 744

[11] *Kühne, H.:* Schaltbeispiele mit selbstgefertigten Silizium-Planar-Fototransistoren; FUNKAMATEUR, 1970, H. 8, S. 389 bis 390, und 1970, H. 9, S. 453 bis 455

[12] *Streng, K.:* Transistordaten; Militärverlag der DDR, Berlin 1975

[13] *Jakubaschk, H.:* MOSFET-Schaltungspraxis; Reihe „electronica", Band Nr. 143, Militärverlag der DDR, Berlin

[14] *Kaiser:* 2 × 40-W-Hi-Fi-Stereo-Anlage; Funktechnik, 1968, H. 20, S. 769 bis 772

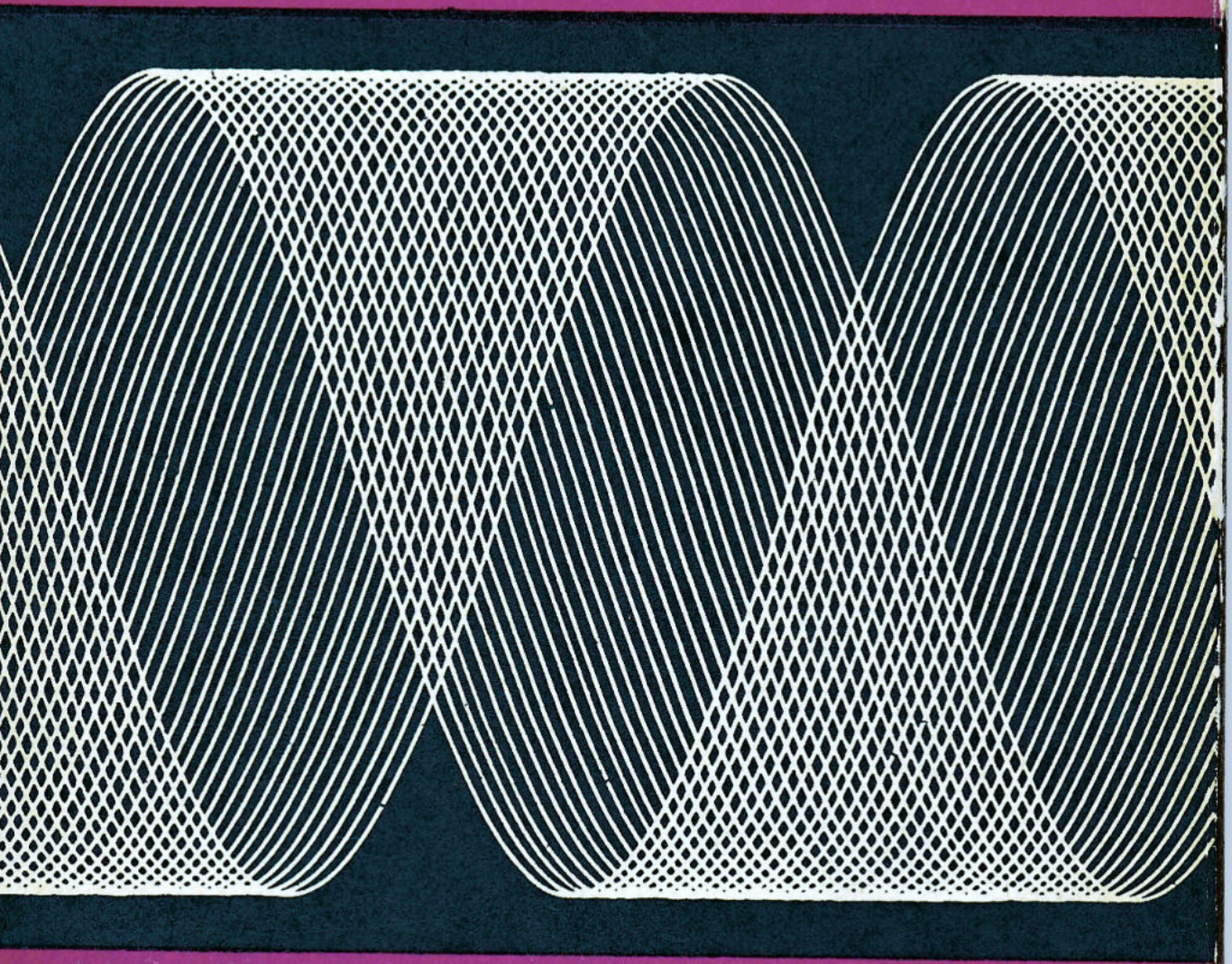
[15] *Winkler, G.:* Über den Aufbau von HiFi-Verstärkern; radio-fernsehen-elektronik 21 (1972) H. 2, S. 67 bis 68

[16] *Ahner, B.:* Stereoverstärker mit 2 × 10 Watt Ausgangsleistung, radio-fernsehen-elektronik 20 (1971) H. 21, S. 688 bis 694

[17] —: Eisenlose NF-Verstärker mit Kurzschlußsicherung; radio-fernsehen-elektronik 21 (1972), H. 15, S. 511 bis 512

[18] *Knapschinsky, L., Schlenzig, K.:* NF-Stereo-Verstärker; Original-Bauplan Nr. 17, Militärverlag der DDR, Berlin 1971

[19] *Schuchardt, B.:* Eisenlose Gegentakt-Endstufen für NF-Verstärker; FUNKAMATEUR 1972, H. 4, S. 173 bis 174

[20] *Salomon, P.:* Eisenlose Hochleistungs-NF-Verstärker mit Transistoren, Teil 1, 2, 3; FUNKAMATEUR 1973, Heft 11, S. 538 bis 541, H. 12, S. 588 bis 591, 1974, H. 1, S. 14 bis 19

[21] *Pilz, G.:* Thyristoren — Eigenschaften und Anwendungen; Reihe „electronica", Band 110, Militärverlag der DDR, Berlin 1972